

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství

**Rozhraní strunových čidel pro
distribuované měřicí systémy**

**Interface of Vibrating Wire
Crackmeters for Distributed
Measurement Networks**

Rok 2014

Bc. Tomáš Kaláb

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Tomáš Kaláb**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2601T004 Měřicí a řídicí technika
Téma: **Rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy**
Interface of Vibrating Wire Crackmeters for Distributed Measurement Networks

Zásady pro vypracování:

1. Rešerše literatury, principy čidel.
2. Teorie funkce strunových čidel.
3. Návrh konstrukce měřicí jednotky.
4. Programové vybavení měřicí jednotky.
5. Zhodnocení parametrů a dosažených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] HOFFMANN, Karl. *An Introduction to Measurements using Strain Gages*. Darmstadt : Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989. Paperback.
[2] HEROUT, Pavel. *Učebnice jazyka C - 1. díl*. České Budějovice: Kopp, 2008. ISBN 978-80-7232-351-7.
[3] VRBA, Kamil. *Konstrukce elektronických zařízení*. Skripta. Brno: VUT v Brně, 2013. s. 1-251. ISBN 978-80-214-4719-6. Dostupné také z:
http://homen.vsb.cz/~vac174/vyuka/KZPE/Studijni_opory/Konstrukce_elektronickych_zarizeni.pdf

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Pieš, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014



doc. Ing. Jiří Koziorek, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

PROHLÁŠENÍ STUDENTA

Prohlašuji, že jsem celou diplomovou práci včetně příloh, mimo překladu do anglického jazyka vypracoval samostatně a uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 5. května 2014



Bc. Tomáš Kaláb

PROHLÁŠENÍ ZÁSTUPCE SPOLUPRACUJÍCÍ PRÁVNICKÉ NEBO FYZICKÉ OSOBY

Souhlasíme se zveřejněním této diplomové práce dle požadavků čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v magisterských programech VŠB-TU Ostrava.

V Ostravě dne 5. května 2014



Ústav geoniky Akademie věd ČR, v.v.i.

ABSTRAKT

V geomechanice, geotechnice, geologii, stavebnictví a mnohých dalších odvětvích je potřebné měřit relativně malá posunutí, respektive deformace, na různých zájmových objektech. Mezi nejrozšířenější a nejspolehlivější snímače na měření posuvů a deformací se řadí strunové snímače. Ve většině těchto aplikací je nutné sledovat více zájmových objektů najednou. Mnohdy je rovněž vyžadováno i komplexní sledování několika veličin – nejen deformací – na jednom zájmovém objektu. V takovýchto případech není účelné realizovat systém kontinuálního monitorování pomocí mechanických měřičů deformace nebo elektrických měřičů deformace vyžadujících spoluúčast člověka. Proto se využívají elektronické automatické měřicí systémy.

Cílem této práce bylo navrhnout prototypové řešení rozhraní strunových čidel vhodné pro použití v průmyslových prostředích s větším výskytem elektromagnetického rušení připojitelné k distribuovaným měřicím systémům, které komunikují po sběrnici AIBus-2. Vlastní řešení určení vlastní frekvence odezvy strunových snímačů vychází z analýzy frekvenčního spektra signálu odezvy vypočítaného pomocí rychlé Fourierovy transformace.

ABSTRACT

Relatively small displacement or deformation is necessary to measure on the various structures and objects under study in geomechanical and geotechnical engineering, geology, civil engineering and many other industries. Vibrating wire crackmeters are the most widespread and the most reliable sensors for the measurement of displacements and deformations. Multiple objects are necessary to measure simultaneously in most of these applications. Sometimes, it is also required comprehensive monitoring of several different variables - not only deformation – for one given object. In such cases, it is not practical to implement a system of continuous monitoring using mechanical or electrical strain gauges that required attendance of staff. Therefore, electronic automatic measurement networks are used.

The aim of this work was to design solution of a prototype interface of vibrating wire crackmeters that is possible to apply in E-M noisy industrial environments connectable to a distributed measurement systems that used the AIBus – 2 protocol for communication. Determination of eigenfrequency of vibrating crackmeter response is based on analysis of frequency spectrum of signal response that is calculated using Fast Fourier Transform.

KLÍČOVÁ SLOVA

dilatometr, strunový tenzometr, distribuované měřicí systémy, FFT, rozhraní, měření posuvů, trhлина

KEY WORDS

crackmeters, vibrating wire, distributed measurement networks, FFT, interface, displacement, crack

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

A/D, ADC	- Analog to Digital Converter, analogově číslicový převodník
bd	- jednotka rychlosti přenosu digitálního signálu
BT	- Bluetooth®
CRC	- Cyclic redundancy check; Cyklický redundantní součet je speciální hashovací funkce používaná k detekci chyb během přenosu
D/A, DAC	- Digital to Analog Converter, digitálně analogový převodník
DC-DC	- elektronický měnič napětí určený pro změnu velikosti stejnosměrného napětí anebo proudu na jiné stejnosměrné napětí; tyto měniče se také využívají pro galvanické oddělení
DFT	- Diskrétní Fourierova transformace
DMS	- distribuovaný měřicí systém
DPS	- deska plošného spoje
EEPROM	- Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory, energeticky nezávislá paměť, elektronicky mazatelná i programovatelná
ESD	- Electrostatic discharge, Elektrostatický výboj je přenos náboje mezi tělesy s různými elektrickými potenciály
FFT	- Fast Fourier transform; Rychlá Fourierova transformace
FLASH	- energeticky nezávislá paměť, elektronicky mazatelná i programovatelná
FS	- Full scale, měřicí rozsah (snímače)
GDT	- Gas Discharge Tube
HW	- hardware
I/O	- Input / Output, vstup / výstup
IO	- Integrovaný obvod
ISR	- Interrupt source routine, rutina vektoru přerušení
JTAG	- Joint Test Action Group je standard definovaný normou IEEE 1149.1, tzv. Standard Test Access Port (TAP).

LVDT	- Linear variable differential transformer, lineární proměnný diferenciální transformátor; typ elektrického transformátoru používaného k měření lineárního posuvu
LSB	- least significant bit; nejméně významný bit
MCU	- mikrokontrolér, jednočipový počítač
NTC	- negative temperature coefficient, označení termistoru s negativním teplotním koeficientem
PGA	- programmable gain amplifier; diferenciální zesilovač s externě programovatelným zesílením
PLS	- plošný spoj, pojem pro označení DPS spolu se součástkami
RAM	- random-access memory, paměť s přímým přístupem
RS-232	- komunikační rozhraní pro malé vzdálenosti, EIA standard
RS-422	- plně duplexní komunikační rozhraní pro velké vzdálenosti, EIA standard
RS-485	- polovičně duplexní komunikační rozhraní pro velké vzdálenosti, EIA standard
SiLabs	- Silicon Laboratories Inc., americká firma zabývající se vývojem a výrobou mikrokontrolérů
SMD	- Surface Mount Device, součástky určené pro povrchovou montáž
SW	- software
TTL	- transistor-transistor-logic, tranzistorově-tranzistorová logika
UART	- Universal Asynchronous Receiver and Transmitter, v přeneseném významu označení pro univerzální asynchronní sériové rozhraní v TTL úrovních
ÚGN	- oficiální zkratka Ústavu geoniky Akademie věd ČR, v.v.i.
VW	- Vibrating Wire; strunový snímač – strunový tenzometr
XRAM	- rozšířená paměť RAM, pro přístup se využívá dvou instrukčního přístupu pomocí nepřímého adresování

OBSAH

1. ÚVOD	3
2. TEORETICKÝ ROZBOR	5
2.1. ZPŮSOBY MĚŘENÍ POSUVŮ A DEFORMACÍ	5
2.2. ANALOGOVÉ MĚŘIČE DEFORMACÍ	5
2.3. ELEKTRICKÉ MĚŘIČE POSUVŮ	8
2.3.1. Indukčnostní snímače	8
2.3.2. LVDT snímače	9
2.3.3. Odporové tenzometrické snímače	10
2.4. STRUNOVÉ TENZOMETRY	12
2.4.1. Mechanické uspořádání a fyzikální princip strunových tenzometrů	14
2.4.2. Teorie kmitání strun	14
2.4.3. Vliv amplitudy na kmitočet struny	15
2.4.4. Vliv tlumení na kmitočet struny	15
2.4.5. Vliv teploty na kmitočet struny	16
2.5. ZPŮSOBY MĚŘENÍ STRUNOVÝCH SNÍMAČŮ	17
2.6. DISTRIBUOVANÉ MĚŘICÍ SYSTÉMY	18
3. NÁVRH OBVODOVÉHO ŘEŠENÍ	21
3.1. SPECIFIKACE POŽADAVKŮ	21
3.2. OBVODY PRO BUZENÍ STRUNOVÉHO TENZOMETRU	23
3.3. OBVODY PRO ZPRACOVÁNÍ FREKVENČNÍ ODEZVY STRUNOVÉHO SNÍMAČE	23
3.4. OBVODY MĚŘENÍ TEPLoty	27
3.5. PROCESOR A BUDIČE SBĚRNIC	29
4. FIRMWARE.....	30
4.1. MĚŘICÍ CYKLUS	30
4.2. ROZKMITÁNÍ STRUNY	32
4.3. MĚŘENÍ FREKVENCE	32
4.3.1. Určení maximální amplitudy ve frekvenčním spektru	35
4.4. KOMUNIKAČNÍ SBĚRNICE	37
4.4.1. Fyzická vrstva	37
4.4.2. Linková vrstva protokolu	37
5. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY	40
6. ZÁVĚR	48

LITERATURA	49
PŘÍLOHY	51

1. Úvod

V geomechanice, geotechnice, geologii, stavebnictví a mnohých dalších odvětvích je potřebné měřit relativně malá posunutí, respektive deformace, na různých zájmových objektech.

Přímé měření posuvů se používá výhradně ke sledování rozevírání puklin, trhlin a při sledování posuvů v odlučných tahových zónách sesuvů. Pokud se jedná o rychle se vyvíjející větší posuvy v řádu centimetrů a více, lze použít jednoduchá měření obyčejným metrem, pásmem nebo posuvným měřidlem mezi dvěma stabilizovanými body na opačných stranách trhliny. Zpravidla se měří rozteč kolmo na trhlínu. Pokud není jasný směr posuvu, měří se diagonálně mezi čtyřmi body, z nichž dva a dva jsou na opačné straně trhliny. V případech, kdy je nezbytná větší přesnost a spolehlivost měření, je nutné použít zvláštní prostředky k měření posuvů, jako jsou deformometry, drátové povrchové extenzometry a přenosné pásmové extenzometry nebo elektronické měřicí systémy. V řadě aplikací je rovněž nutné provádět kontinuální monitoring zájmového objektu. V aplikacích, kde stačí dvoustavově indikovat posuv zájmových objektů, se hojně využívá takzvaná sklíčková metoda. Při této metodě je sklíčko nalepeno přes puklinu, pokud sklíčko praskne, vznikl posuv na puklině. Pokud je sklíčko v celku, posuv na puklině nevznikl. [1] [11]

Ve většině aplikací je však nutné sledovat více zájmových objektů najednou. Mnohdy je rovněž vyžadováno i komplexní sledování několika veličin – nejen deformací – na jednom zájmovém objektu. V takovýchto případech, kdy se sleduje několik desítek veličin, již není účelné realizovat systém kontinuálního monitorování pomocí mechanických měřičů deformace nebo elektrických měřičů deformace vyžadujících spoluúčast člověka. Proto se v takovýchto případech zpravidla využívají elektronické automatické distribuované měřicí systémy. Mezi nejrozšířenější snímače na měření posuvů a deformací se řadí strunové snímače, LVDT, tenzometrické a indukčnostní. Tenzometrické snímače dávají sice velice přesné výsledky s vysokým rozlišením a opakovatelností, ale vzhledem k vysoké ceně a malé odolnosti proti vlivům prostředí nejsou v měřeních v in-situ příliš rozšířené. Indukčnostní snímače se v poslední době přestávají i přes jejich nízkou cenu a relativně velkou robustnost používat jako snímače deformací hlavně kvůli malé přesnosti způsobené zejména jejich nelinearitou a významným ovlivněním přírodním vedením. Přesnost měření je také nepříznivě ovlivňována významnými změnami vodivosti okolního prostředí a také může být ovlivňována okolním rušením. U indukčnostních snímačů je rovněž problém jejich připojení na delší vzdálenosti, respektive s kompenzací indukčnosti, kapacit a odporu přírodního vedení. LVDT snímače, podobně jako tenzometrické snímače, dosahují vysoké přesnosti a rozlišení. Na rozdíl od tenzometrických snímačů jsou ale odolné proti vlivům prostředí. Životnost LVDT snímačů je díky jejich konstrukci prakticky neomezená – nejsou zde žádné mechanické kontakty. Pro jejich vysokou cenu a problémy s připojením LVDT snímačů na delší vzdálenosti omezuje jejich použití v in-situ.

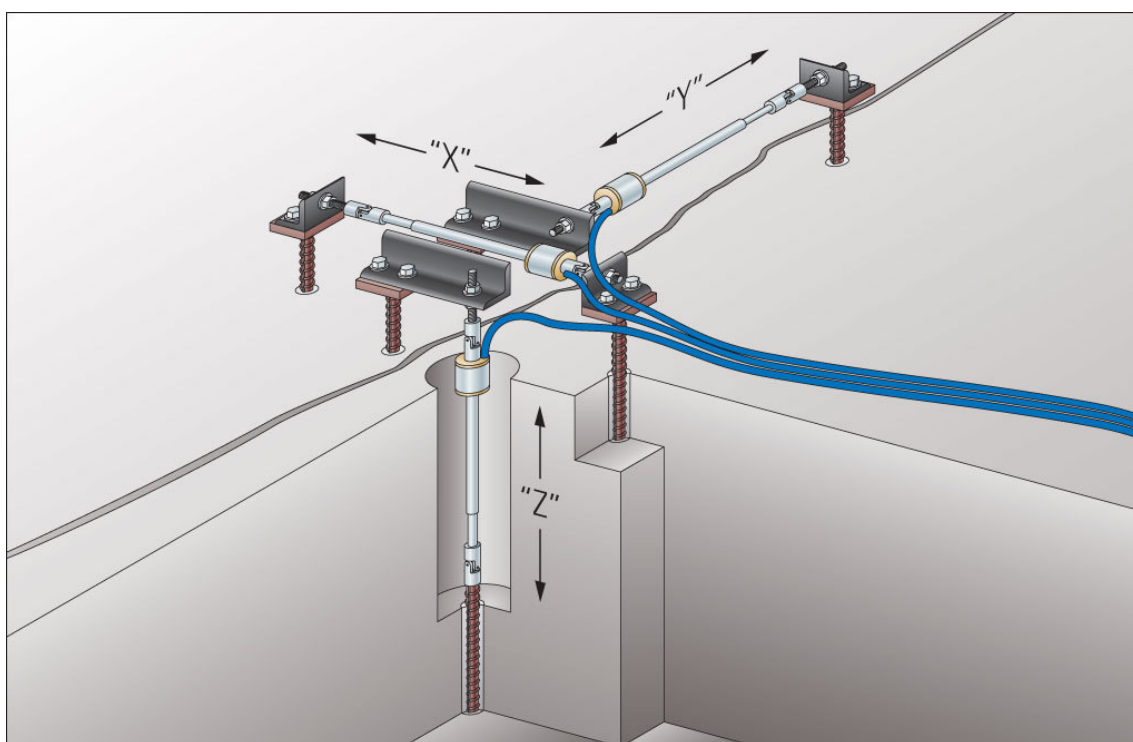
Mezi nejrozšířenější snímače posuvu používané v in-situ se v současnosti řadí strunové snímače. Velkou výhodou strunových snímačů je jejich vysoká odolnost a spolehlivost, která je dána jejich extrémně jednoduchou konstrukcí. Vlastní snímač tvoří pouze struna a jedna cívka. Některé strunové snímače využívají dvou cívkové konstrukce, ale v praxi nejsou příliš rozšířeny. Díky této jednoduché konstrukci mají také výsledky velmi dobrou dlouhodobou stabilitu. Vzhledem k fyzikálnímu principu snímače, tj. převodu délkové změny na rezonanční frekvenci, je měření rovněž velice přesné, opakovatelné a jednoduše měřitelné. Jedinou drobnou nevýhodou je významná závislost výsledku měření na teplotě. Tento vliv teploty lze však jednoduše numericky kompenzovat. Většina strunových snímačů je vyráběna v provedení určeném do in-situ s dostatečně vysokým krytí proti vlivům prostředí, takže na rozdíl o jiných druhů snímačů je není nutné dodatečně zapouzdřovat. Běžně jsou také dodávány včetně montážních kotev. Tento komplet snímače a montážních prvků je vzhledem k velkému rozšíření strunových snímačů v porovnání s ostatními druhy snímačů nejlevnější. Každý výrobce strunových snímačů pochopitelně vyrábí několik druhů měřicích jednotek pro měření strunových snímačů. Převodníkové jednotky pro strunové snímače však mají zpravidla buď analogový výstup anebo výstup pro připojení k dataloggeru. Použití kompletního systému dataloggeru pro strunové snímače je nevhodné ze dvou důvodů – jednak kvůli relativně vysoké ceně a jednak proto, že komerčně dostupné dataloggery jsou konstruovány tak, že je k nim možné připojit pouze strunové snímače jednoho výrobce, což v řadě případů není dostačující. Použití převodníkových jednotek určených pro dataloggery je problém zejména kvůli nedostupnosti dokumentace ke komunikačnímu protokolu. I kdyby se komunikační protokol podařilo získat, musela by za převodníkovou jednotkou pro strunové snímače následovat další jednotka pro konverzi protokolu. U převodníkových jednotek s analogovým výstupem není problém jejich připojení – existuje celá řada měřicích jednotek připojitelných k různým sběrnicím s řadou komunikačních protokolů – problém je ve vložení další jednotky do signálové cesty. Toto přidávání dalších převodníkových jednotek jednak zvyšuje nejen složitost celého distribuovaného měřicího systému a tím také i poruchovost, ale také i nároky na spotřebu systému. U analogových jednotek se také každou konverzí snižuje přesnost měření a zvyšuje šum. Za přidanými převodníkovými jednotkami také není možné využít diagnostické funkce původních jednotek. Proto obě tato řešení nejsou v rozsáhlejších distribuovaných měřicích systémech příliš vhodná.

Cílem této diplomové práce je navrhnout a odzkoušet prototypové řešení, které bude schopno měřit několik strunových snímačů a bude jednoduše připojitelné k distribuovaným měřicím systémům v současné době užívaných v Ústavu geoniky Akademie věd ČR, v.v.i., respektive k distribuovanému měřicímu systému založenému na protokolu AIBus2.

2. TEORETICKÝ ROZBOR

2.1. Způsoby měření posuvů a deformací

Posuvy, deformace a konvergence lze sledovat, jak na svazích, stěnách horninového masivu, tak i v uměle či přírodně vzniklých podzemních dílech. U měření posuvů se měří zpravidla rozteč kolmo na trhlinu. Pokud není jasný směr posuvu, měří se diagonálně mezi čtyřmi body, z nichž dva a dva jsou na opačné straně trhliny. Je-li předpokládán posuv ve všech osách, je nutné použít 3D měření, tedy třech navzájem kolmých měřičů deformace, jak je znázorněno na Obr. 1. [1] [11] [12] [13]



Obr. 1 – Schematické znázornění 3D měření se strunovými tenzometry [5]

2.2. Analogové měřiče deformací

Pro měření posuvů, rozevírání a deformací puklin, trhlin a konvergence se používají zejména přímé metody měření. U rychle se vyvíjejících posuvů (například na odlučných tahových zónách sesuvů), kde je předpokládána deformace v řádech centimetrů za relativně krátké časové úseky, a není vyžadováno kontinuální snímání posuvů, lze použít prostých metod měření, jako jsou měření metrem a pásmem či konvergenční tyčí nebo stojkou. Při menších roztečích měřících bodů se používá posuvné měřidlo nebo mikrometrický šroub.



Obr. 2 – Mechanické měřiče posuvů a dilatací [5]



Obr. 3 – Mechanická konvergenční tyč a konvergenční pásma

V případech, kdy je nezbytná větší přesnost a spolehlivost měření, je nutné použít zvláštní prostředky k měření posuvů, jako jsou deformometry, drátové povrchové extenzometry a přenosné pásmové extenzometry nebo elektronické měřicí systémy. V aplikacích, kde stačí dvoustavově indikovat posuv zájmových objektů, se hojně využívá takzvaná sklíčková metoda. Při této metodě je sklíčko nalepeno přes puklinu, pokud sklíčko praskne, vznikl posuv na puklině. Pokud je sklíčko v celku, posuv na puklině nevznikl. V řadě aplikací je rovněž nutné provádět kontinuální monitoring zájmového objektu. V těchto případech se využívají elektronické měřiče posuvů.



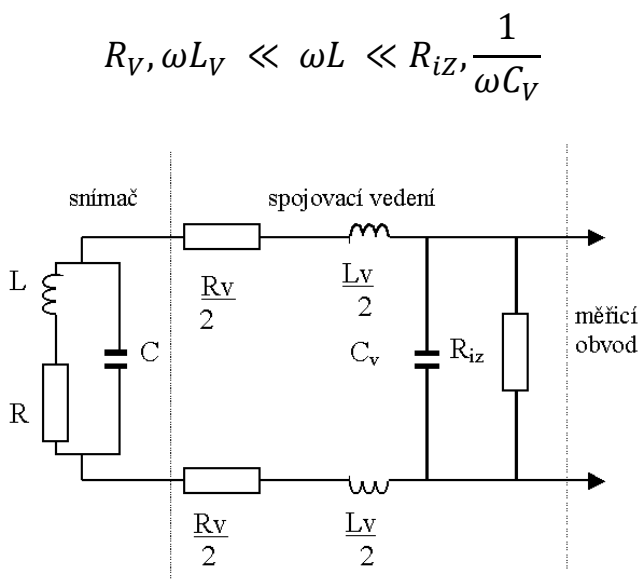
Obr. 4 – Příklad instalace LVDT a strunových měřičů konvergence (vpravo dole) a dilatace puklin v DMS ve štolě Jeroným

2.3. Elektrické měřiče posuvů

2.3.1. Indukčnostní snímače

Indukčnostní snímače tvoří velmi početnou skupinu snímačů, u nichž se měřená mechanická veličina převádí na změnu indukčnosti. Základem indukčnostního snímače je cívka nebo soustava cívek, která převádí změnu neelektrické veličiny na elektrickou. Indukčnostní snímač se vždy skládá z jedné nebo více cívek a bývají zapojeny do obvodu se zdrojem pomocného střídavého napětí. Působením neelektrické veličiny (deformace, posuvu) dochází ke změně polohy jádra cívky nebo ke změně vzájemné polohy cívek, čímž dochází ke změně vlastní indukčnosti (jedna cívka, tzv. *tlumivkové* senzory), respektive vzájemné indukčnosti (nejméně dvě cívky – tzv. *transformátorové* senzory) snímače. Měřicí obvody indukčnostních snímačů jsou buď můstkové, nebo rezonanční. Indukčnostní snímače se dle mechanického uspořádání dělí na snímače s malou vzduchovou mezerou, snímače s otevřeným magnetickým obvodem, snímače s potlačeným polem a snímače bez feromagnetika.

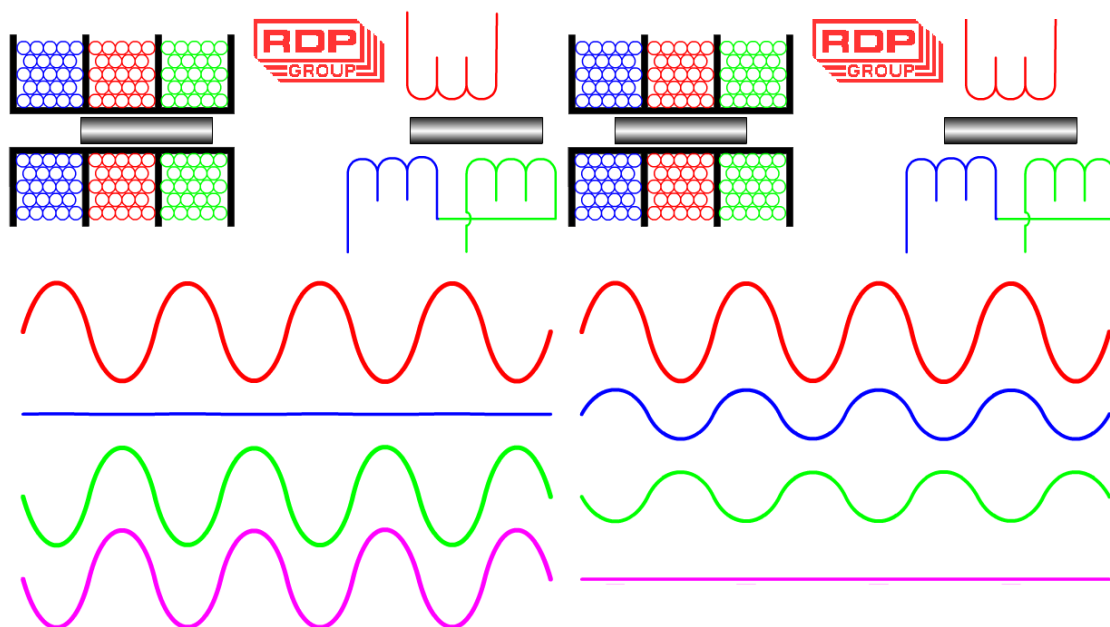
Nejvýznamnější nevýhodou indukčnostních snímačů je fundamentální ovlivnění měřené hodnoty přívodním vedením. Pro soustavu snímače a přívodního vedení je tedy nutné zavést náhradní schéma snímače s vedením, které je zobrazena na Obr. 5. Pro zajištění správnosti měření musí platit, že odpor kabelu a jeho induktance musí být mnohem menší než induktance snímače a ta má být mnohem menší než izolační odpor a kapacitance kabelu. Ideální indukčnostní snímač má mít velkou reaktanci ωL v porovnání s vnitřním odporem snímače R . V praxi ale nelze tento požadavek splnit a tudíž se projevuje silná frekvenční závislost reaktance a silná teplotní závislost ztrátového odporu. Běžně lze dosáhnout $\omega L = 1 - 10\Omega$. [2]



Obr. 5 – Náhradní schéma indukčnostního snímače se spojovacím [2]

2.3.2. LVDT snímače

LVDT snímače (Linear variable differential transformer - lineární proměnný diferenciální transformátor) jsou snímače určené pro měření lineárního posuvu. Spadají do skupiny indukčnostních snímačů. Tyto snímače využívají změnu magnetického toku/odporu v lineárním proměnném diferenciálním transformátoru. Skládají se z pohyblivé tyčky, na které je připevněno jádro, které se pohybuje uvnitř soustavy 3 válcových cívek, přičemž samostatná první cívka tvoří primární vinutí a druhé a třetí vinutí jsou zapojeny sériově ve vzájemné protifázi (jejich napětí se mezi sebou odečítají) a vyvedeny jako sekundární vinutí. Primární vinutí, které bývá zpravidla umístěno v prostoru mezi oběma sekundárními vinutími, je napájeno sinusovým signálem s konstantní frekvencí a amplitudou napájecího napětí. Pohyb tyčky, resp. feromagnetického jádra, pak způsobuje změnu magnetického toku a tím i změnu hodnoty indukovaného napětí v obou sekundárních vinutích. Pokud se tedy nachází jádro v prostoru přesně uprostřed mezi vinutími či do nich zasahuje stejnou délkou, jejich indukované napětí je stejně velké a vzájemně se odečítá (*Obr. 6 vpravo*). Na vinutí sekundárního vinutí tak nenaměříme žádné napětí. Pokud díky posuvu tyčky (jejího vytažení nebo zatlačení) se větší část feromagnetického jádra přesune k jednomu či druhému vinutí, objeví se na výstupu rozdílové střídavé napětí stejné frekvence jako na primárním vinutí, jehož amplituda odpovídá rozdílu napětí jednoho sekundárního napětí od druhého. Díky tomu je možné zaznamenat nejen pohyb tyčky a tedy změnu polohy předmětu, ale díky vzájemnému fázovému posuvu dílčích signálů o 180° od sebe elektricky odlišit i obě vinutí a tím identifikovat směr pohybu (tedy zda se předmět přibližuje nebo vzdaluje). Z rychlosti změny amplitudy výstupního napětí pak lze určit i rychlost pohybu detekovaného předmětu.



Obr. 6 – Průběhy napětí na jednotlivých vinutích LVDT snímače [3/]

I když je taková detekce předmětů a pohybu z mechanického hlediska kontaktní, z pohledu elektrického jde kompletně o galvanicky oddělené, tedy bezpečné bezkontaktní měření, kde měřený objekt není součástí elektrického obvodu a tedy může být libovolného složení a může mít libovolné elektrické či magnetické vlastnosti. Tento princip vzhledem k bezkontaktní konstrukci dále vyznačuje velmi dlouhou životností, vysokou spolehlivostí a teoreticky neomezeným rozlišením, které je omezováno pouze šumem a případně následnou digitalizací na A/D převodníku a digitálním zpracováním, které je v dnešní době nejběžnější.

Z hlediska napájení se LVDT snímače obecně rozdělují na střídavé (AC), tj. primární cívka snímače je napájena střídavým sinusovým napětím z externího oscilátoru a stejnosměrné (DC), tj. snímač je napájen stejnosměrným napětím a střídavý budicí signál pro primární vinutí je generován integrovaným oscilátorem. Zatímco výhoda první varianty (AC) je díky možnosti vzdáleného oscilátoru velký pracovní rozsah teplot (například až do extrémních 500°C) a možnost obecně odolnějšího provedení pro velmi náročné, namáhavé provozy a prostředí, u DC provedení je zase výhoda jednoduchost použití, kdy stačí snímač připojit jen na standardní stejnosměrný napájecí zdroj, respektive na standardní proudovou smyčku 4–20 mA. Integrovaná elektronika založená na křemíkových polovodičích však limituje maximální provozní teplotu na cca 100°C. [4]

Z pohledu budicí frekvence primární cívky se obvykle volí hodnota z rozsahu 50 Hz až 25 kHz, přičemž typická hodnota je okolo 2 až 5 kHz. Kmitočet by však měl být cca 10x větší než je maximální uvažovaná frekvence pohybu měřicí tyče. Měřicí rozsah LVDT snímačů je v rozmezí od 0,25 mm až do 0,5 m. U LVDT snímačů je špičkově dosahována přesnost a linearita až $\pm 0,1\%$ FS. Rozlišení je, jak bylo již výše zmíněno, omezeno pouze šumem a lze dosáhnout hodnot až $\pm 0,01\%$ FS.

Mezi hlavní přednosti LVDT snímačů se řadí prakticky nulové ovlivnění měřené soustavy díky bezkontaktní konstrukci snímače, čímž je dána i vysoká – téměř neomezená – životnost snímače. Vzhledem k bezkontaktní konstrukci jsou LVDT snímače hermeticky uzavřené a není problém je vyrobit v provedení s krytím IP 68. LVDT snímače jsou tedy velmi odolné proti vlivům prostředí a znečištění. Rovněž i dynamická odezva je velmi dobrá. Odezva je omezena pouze frekvencí napájení.

Hlavní nevýhodou je relativně vysoká cena jak LVDT snímačů, tak i komerčně dostupných měřicích elektronik.

2.3.3. Odporové tenzometrické snímače

Odporové tenzometry, patří mezi nejrozšířenější způsoby měření mnoha druhů mechanických napětí nepřímou metodou (tj. konkrétně pomocí relativní deformace zkoumaného prvku) zejména v laboratorních podmínkách. Zkoumaným mechanickým parametrem může být například síla, průhyb či změna délky (potrubí, konstrukce), torze a krouticí moment (leteckém průmyslu, hřídele, statory, lopatky, lodní šrouby, hliníková kola,

atd), které je nutné vždy převést na relativní prodloužení tenzometru. Tenzometry se rovněž používají v mnohých snímačích, např. u přesných vážních systémů, ve snímačích pneumatického tlaku, u přesných kontaktních snímačů polohy, resp. změn polohy. Tenzometry se hojně rozšířily hlavně pro jejich relativně vysokou přesnost a opakovatelnost a také pro jejich konstrukční a aplikační jednoduchost.

Princip kovového odporového tenzometrického snímače lze vysvětlit na deformaci odporového drátku o délce l , průřezu S (průměru d) a měrném odporu ρ_R , na který působí síla F tak, že se drátek prodlouží o délku Δl . Původní odpor vodiče je $R = \frac{\rho_R \cdot l}{S}$. V důsledku působící síly se změní jeho délka o Δl , průřez o ΔS a vlivem změn ve struktuře i měrný odpor o $\Delta \rho_R$. Tím se změní odpor vodiče o ΔR . Pro malé změny tedy bude platit *Rovnice 1*. Pro malé změny odporu pak dostaneme vztah z *Rovnice 2*.

$$\frac{1}{R} = \frac{d\rho}{\rho dR} + \frac{dl}{l dR} - \frac{dS}{S dR}$$

Rovnice 1 – Závislost změny odporu odporového tenzometru

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho_R} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S}$$

Rovnice 2 – Závislost změny odporu odporového tenzometru pro malé změny

Při tahovém namáhání se zvětšuje délka drátu a zároveň za předpokladu zachování objemu se zmenšuje jeho průřez. Odpor vodiče proto roste. Uvažujeme-li relativní deformaci $\varepsilon = \Delta l / l$, potom pro relativní změnu odporu v oblasti pružných deformací platí vztah z *Rovnice 3*, kde k_c je koeficient deformační citlivosti.

$$\frac{\Delta R}{R} = k_c \cdot \frac{\Delta l}{l} = k_c \cdot \varepsilon$$

Rovnice 3 – Závislost změny odporu odporového tenzometru na relativním prodloužení

Hodnota koeficientu deformační citlivosti k_c závisí jednak na materiálu vodiče a jednak z části na konstrukci tenzometru. Materiál by měl být časově stálý, nezávislý na deformaci, teplotě a na technologické přípravě deformačního materiálu. Hodnota koeficientu deformační citlivosti k_c se v praxi téměř vždy určuje experimentálně. Kvůli ceně a vlastnostem je nejpoužívanějším materiálem konstantan.

Vzhledem k tomu, že se tenzometry používají v mnoha rozličných aplikacích, je i jejich provedení široká škála – od jedno-mřížkových s délkou mřížky od 0,6mm až po 150mm, přes dvou-mřížkové až po tenzometrické rozety i s možností odvrtání středu, či překrývajícími se mřížkami. Typické odpory tenzometrů se standardně vyrábějí 120Ω,

350Ω, 700Ω a 1 000Ω. Mřížky tenzometrů se vyrábějí ve tvaru meandru. Jednak proto, že se tím prodlužuje aktivní délka mřížky tenzometru, takže je možné jednodušeji dosáhnout jmenovitého odporu a jednak proto, že vhodnou volbou konce meandru lze potlačit vliv příčné citlivosti, kompenzovat teplotní roztažnost materiálů a rovněž je možné kompenzovat tečení materiálu. [6] [8]

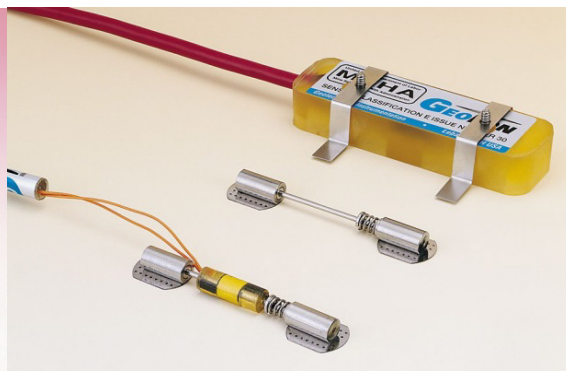
Tenzometrické snímače dávají velice přesné výsledky s vysokou přesností, vysokým rozlišením a velmi dobrou opakovatelností. Pro tyto vlastnosti jsou tenzometrické snímače používány především v metrologii. Nicméně cena tenzometrických snímačů je v porovnání s jinými druhy velmi vysoká. Také odolnost tenzometrických snímačů je relativně nízká a to zejména proti vlivům prostředí – zvláště pak proti úderu blesku.

2.4. Strunové tenzometry

Strunové tenzometry (strunové snímače) tvoří v in-situ společně s LVDT snímači nejoblíbenější a nejpočetnější skupinu snímačů obzvláště ve stavebnictví a geotechnickém monitoringu. Mezi nejčastější aplikace patří měření posuvů, deformací a šířky trhlin a puklin *Obr. 7* a *Obr. 8*, některá měření na konvergenčních profilech (např. konvergenční stojky *Obr. 9*), měření mechanického napětí v ostění, pažení a na obloukové výztuži chodeb či v přehradních hrázích a na mostních konstrukcích. Pro tyto účely se vyrábí jak v provedení pro povrchovou montáž, tak i pro interní instalaci například do litých mostních pilířů, pilotů nebo násypů *Obr. 10*. Strunové tenzometry se také využívají pro monitorování zatížení potrubí plynovodů.



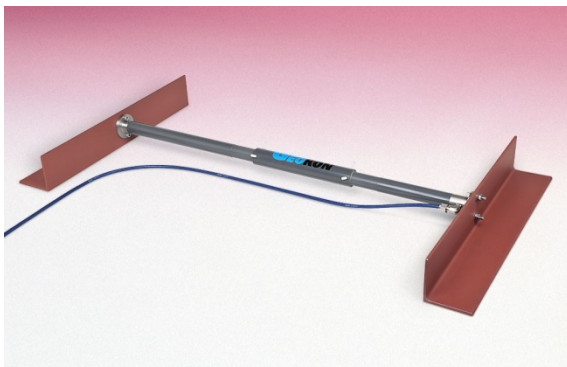
Obr. 7 – Strunové snímače pro měření pohybu puklin a trhlin [5]



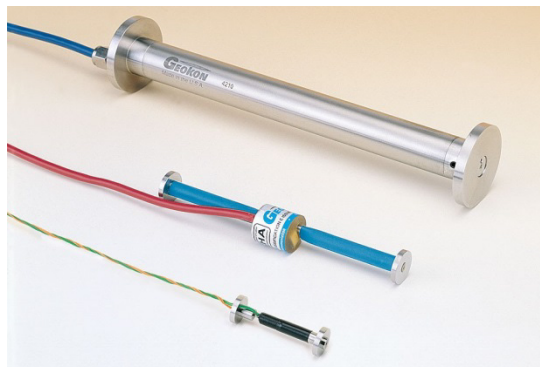
Obr. 8 – Strunové tenzometry v miniaturním provedení [5]

Vzhledem ke konstrukci strunových tenzometrů je možné je jednoduše vyrábět i v hermeticky těsném provedení určeném do extrémně agresivních prostředí jako jsou například skládky, kde se používají pro monitorování stability a v provedení jako tlakové snímače i pro snímání hladiny podzemních vod. Strunové snímače se rovněž velmi často využívají jako snímače zatížení (například na nosném pilíři větrných elektráren), jako dynamometry (např. pro měření síly lisu) či pro měření kotevních sil jak na lanech *Obr. 11*,

tak i v provedení jako měřicí svorníky. Vzhledem k relativně malé velikosti je možné strunové tenzometry vyrábět i v provedení pro přímou instalaci do vrtů pro měření zatížení vrtu Obr. 12. [5]



Obr. 9 – Strunový měřič konvergence [5]



Obr. 10 – Strunové tenzometry pro zalití do betonové výztuže [5]



Obr. 11 – Strunový snímač pro měření síly na ocelových kotevních lanech [5]



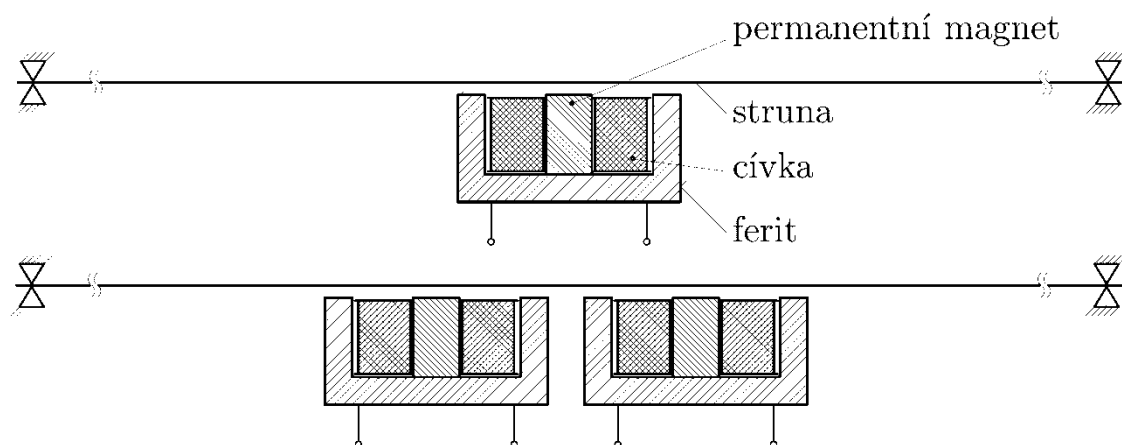
Obr. 12 – Strunový snímač pro měření deformace vrtu [5]

Strunové tenzometry se vyrábějí v rozměrech od průměru 6mm a délky 55mm až do délek okolo 2m. Největší výhodou strunových tenzometrů je extrémní odolnost a spolehlivost daná především jejich jednoduchou a robustní konstrukcí. Proto se tyto strunové snímače používají všude tam, kde by výměna snímače byla velmi nákladná nebo by ani nebyla technologicky proveditelná. Dále strunové tenzometry vynikají dlouhodobou stabilitou a rozlišení až 0,01% FS. Také přesnost a nelinearita je velmi dobrá až $\pm 0,1\%$ FS. Rovněž i běžný rozsah pracovních teplot je nadstandardní od -20°C do 80°C a speciální druhy až do 300°C .

Nevýhodou je relativně velká délka snímače a nutnost kompenzovat změnu teploty a složitější budicí elektronika.

2.4.1. Mechanické uspořádání a fyzikální princip strunových tenzometrů

Základem strunového snímače je napjatá měrná ocelová struna, ukotvená na obou koncích v kotevních kamenech upevněných na rámu snímače. Tento základní prvek je doplněn převodním mechanismem převádějícím měřenou veličinu na změnu vzájemné vzdálenosti kotevních bloků. Pro buzení struny, resp. snímání jejích příčných kmitů je mechanická konstrukce opatřena elektromechanickým měničem. V případě jednocívkového systému jedním měničem, v případě dvoucívkového dvěma měniči, kdy jeden pracuje jako budič a druhý jako snímač. Aby struna pracovala v požadovaném módu (kmitala na první harmonické), je ještě nutno zajistit, aby na strunu působila statická složka magnetického pole. To lze zajistit buď stejnsměrným posuvem budícího proudu cívky, nebo častěji permanentním magnetem umístěným v blízkosti struny. Výše popsané uspořádání je schematicky znázorněno na Obr. 13. Každý strunový snímač je dále opatřen mechanickou ochranou tohoto vlastního systému, např. vodotěsným pouzdem. Z tohoto popisu je zřejmé, že parametry měrné struny (zejména volba materiálu, technologie výroby a stárnutí) a její ukotvení jsou z hlediska přesnosti snímače rozhodujícími elementy. Podrobnější a rozsáhlejší popis strunových tenzometrů lze nalézt například v [7] . [6]



Obr. 13 – Schématické znázornění mechanického uspořádání strunového snímače v jednocívkovém provedení (nahore) a dvoucívkovém provedení (dole) [6]

2.4.2. Teorie kmitání strun

Při teoretickém pohledu na strunový snímač jej lze brát jako hmotné vlákno bez ohybové tuhosti, pevně vetknuté na obou koncích a zatížené konstantní osovou tahovou silou. Vlastní frekvence příčného kmitání je pak dána vztahem *Rovnice 4*, kde f je vlastní kmitočet příčně kmitající struny [Hz], l je délka struny mezi body vetknutí [m], F je síla, kterou je struna napnuta [N], μ je hmotnost délkové jednotky struny [kg/m] a n je řád harmonické [-].

$$f = \frac{n}{2 \cdot l} \cdot \sqrt{\frac{F}{\mu}}$$

Rovnice 4 - Vlastní frekvence příčného kmitání struny

Budeme-li tedy uvažovat, že strunový tenzometr bude rezonovat pouze na první harmonické, tedy $n = 1$, a zavedeme hustotu $\rho = \frac{\mu}{S}$ a napětí $\sigma = \frac{F}{S}$, pak použitím Hookova zákona $\varepsilon = \frac{\sigma}{E}$ dostáváme vztah z *Rovnice 5*, kde ε je poměrná deformace struny a E je modul pružnosti struny.

$$\varepsilon = \frac{4 \cdot l^2 \cdot \rho}{E} \cdot f^2$$

Rovnice 5 – Výpočet poměrné deformace strunového tenzometru

Z *Rovnice 5* je tedy vidět, že poměrná deformace strunového tenzometru se přímo úměrně mění s kvadrátem změny frekvence, respektive frekvence je funkcí poměrné deformace strunového tenzometru.

2.4.3. Vliv amplitudy na kmitočet struny

Dosud se předpokládalo, že struna kmitá s tak malým rozkmitem, že její délka i napětí zůstávají konstantní. Ve skutečnosti ale není amplituda nekonečně malá a vychýlení struny z rovnovážné polohy prodlužuje střednici a zvyšuje napětí. Aby se tento vliv neprojevil nebo projevil minimálně, je nutno pracovat s co nejmenšími amplitudami kmitů struny, nebo alespoň s jejich konstantní hodnotou po celou dobu měření. Lze odvodit vztah mezi změnou amplitudy kmitů a poměrnou deformací struny [7]. Nemá-li tedy vzniknout chyba větší než $\delta\varepsilon$, nesmí se změnit amplituda kmitů o více než *Rovnice 6*.

$$\Delta A = \frac{2l}{\pi} \sqrt{\delta\varepsilon}$$

Rovnice 6 – Vliv amplitudy na kmitočet struny

2.4.4. Vliv tlumení na kmitočet struny

Vliv tlumení se projevuje u tlumeně kmitající struny buzené impulzem a je vlastně výsledkem čtyř vlivů:

- vlastního vnitřního tlumení hmoty,

- odporu prostředí (vzduchu),
- tlumení v magnetickém poli snímačů a
- energie utlumené v držácích.

Tlumení závisí na amplitudě i frekvenci struny a s rostoucím tlumením frekvence klesá. Označíme-li $\omega = 2\pi f$ kruhovou frekvenci netlumeného kmitání a $\omega_1 = 2\pi f_1$ kruhovou frekvenci téhož systému s tlumením, potom platí *Rovnice 7*, kde $b = \delta/T = \delta f$ je konstanta tlumení² a δ [–] je logaritmický dekrement tlumeného kmitání.

$$\omega_1 = \sqrt{\omega^2 - b^2}$$

Rovnice 7 – Vliv tlumení na kmitočet struny

Snížení vlastního kmitočtu struny vlivem tlumení není zanedbatelné a je nepřímo úměrné frekvenci. Lze však snadno dokázat, že nemá vliv na výsledek měření (má jen význam posunutí stupnice), pokud se konstanta útlumu nemění.

2.4.5. Vliv teploty na kmitočet struny

Vliv teploty je nejnepříjemnější ze všech vedlejších vlivů, protože jej lze často jen těžko kompenzovat. Je však komplikací každého tenzometrického měření, které se nekoná při konstantní teplotě. Je třeba rozlišovat dva mezní případy, přičemž při prvním je teplota tenzometru shodná s teplotou měřené konstrukce a potom můžeme, známe-li tuto teplotu, její vliv kompenzovat. Při změně teploty o Δt zaznamenaná strunový tenzometr protažení odměrné délky o $\Delta \varepsilon_t$ dle *Rovnice 8*, kde α_m a α_s jsou tepelné roztažnosti měřeného materiálu a struny.

$$\Delta \varepsilon_t = (\alpha_m - \alpha_s) \cdot \Delta t$$

Rovnice 8 – Protažení odměřované délky vlivem teploty

Má-li se vliv teploty z měření vyloučit, musí se tato hodnota od celkové deformace odečíst dle *Rovnice 9*, kde $\bar{\varepsilon}$ značí porovnávací protažení porovnávací struny o délce \bar{l} a l je skutečná délka struny. Aby mohl být vliv změny teploty kompenzován, je zpravidla v těle snímače zabudován termistor, pomocí kterého je možno měřit teplotu a změnu frekvence kompenzovat.

$$\varepsilon = \left(\frac{l}{\bar{l}}\right)^2 \cdot \bar{\varepsilon} - \Delta \varepsilon_t$$

Rovnice 9 – Kompenzace vlivu teploty na měřenou deformaci

Druhý případ, kdy teplota tenzometru není shodná s teplotou konstrukce, je složitější. Za takovýchto okolností lze jen velmi obtížně stanovit korekci, protože i malé rozdíly v teplotě snímače a měřené konstrukce způsobují zdánlivě velké rozdíly v napětí struny. Tyto tepelné rozdíly vznikají díky malé tepelné setrvačnosti snímačů, umístěných na povrchu konstrukce. Proto je nutno pouzdro snímače chránit před velkým prouděním vzduchu a přímým ozařováním sluncem. Více o této problematice lze nalézt například v [7] .

2.5. Způsoby měření strunových snímačů

Pro vyhodnocování změny poměrné deformace strunových snímačů je nutné zjistit rezonanční kmitočet struny snímače umístěného na měřeném objektu. Toto lze principiálně provádět dvěma základními základní přístupy – buď se strunový snímač dovede do rezonance fázovým zavěšením budícího generátoru (kontinuální buzení) anebo se struna ve strunovém snímači rozkmitá pomocí diskrétního impulzu, respektive série impulzů, jejichž frekvence se plynule zvyšuje. Po rozkmitání struny se měří její frekvenční odezva, přičemž peak na nejnižší frekvenci ve frekvenčním spektru odezvy je právě rezonanční frekvence struny. U kontinuálního buzení je problémem ovlivňování kmitočtu struny, který je fázovým zavěšením „stahován“ zpravidla k nižším kmitočtům. Tento posun kmitočtu však v praxi není příliš významný, protože posun je při měření konstantní. Problém by mohl nastat pouze při změně měřicího zařízení, které by zavěšením posouvalo kmitočet struny o jinou hodnotu.

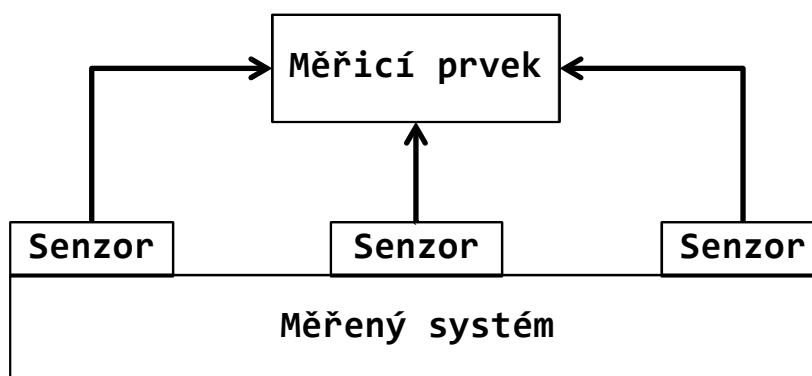
U diskrétního snímání kmitů se struna rozkmitá elektromagnetickým polem, respektive proudovými impulzy přivedenými na cívku snímače. Pro rozkmitání struny se používají tři základní přístupy. Jednak je to přivedení jednoho krátkého vysokonapětového pulzu (řádově 100 – 200V) na cívku strunového snímače. Tímto elektromagnetickým pulzem začne struna kmitat na své rezonanční frekvenci. Poté se pouze měří frekvence kmitání struny. Vzhledem k tomu, že v praxi se tento vysokonapětový pulz jednak relativně těžko generuje – je nutné použít transformátor, což zvyšuje cenu a hmotnost měřicí jednotky – je i energeticky náročný a při poškození kabelu by mohlo dojít, zvláště ve vlhkých prostředích, které jsou v in-situ velmi časté, k životu nebezpečnému dotyku s budicím napětím. Další možností je buzení sérií pulzů či obdélníkový nebo častěji sinusový signál s postupně proměnou frekvencí, nazývaný také jako sweep signál, o amplitudě 5 – 15V_{pp}. Vzhledem k jednoduchosti realizace takového buzení je s využitím moderních polovodičových obvodů a eliminací problému s nebezpečným napětím tento systém buzení v současné době v praxi převažuje.

Z pohledu měření frekvence vlastních kmitů struny se v průmyslu aktuálně používá téměř výhradně měření doby trvání jednoho (případně několika) period signálu odezvy strunového snímače. V posledních letech se ale na trhu začaly objevovat jednotky, které využívají pro určení frekvence odezvy strunového snímače analýzu frekvenčního spektra této odezvy. Metodiku použití této metody lze nalézt například v [16] .

Protože cílem vývoje tohoto interface pro strunová čidla je zejména ověření použitelnosti hardwarové koncepce k měření posuvů pomocí strunových tenzometrů v prostředích s extrémním rušením – například v dolech u porubní fronty, měničů a trafostanic, bylo zvoleno jako nejvhodnější způsob měření frekvence použití rychlé Fourierovy transformace, která je na měnící se rušení v širokém frekvenčním spektru nejméně citlivá. Respektive pokud nebude mít rušivý signál na nějaké frekvenci v zájmovém pásmu frekvencí větší amplitudu než měřený signál, není měření ovlivněno vůbec. V opačném případě je měření zcela znehodnoceno a výsledek měření je zcela nepoužitelný. Je však velmi nepravděpodobné, že by se někde mohlo vyskytovat takto silné rušení, které by bylo schopno zcela znehodnotit měření.

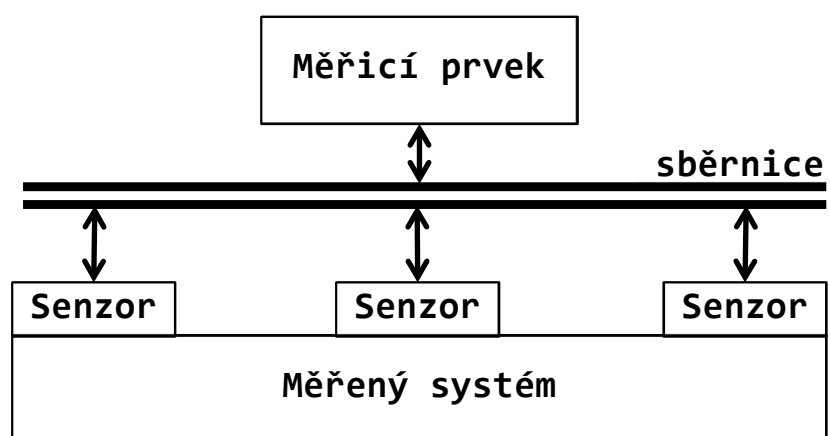
2.6. Distribuované měřicí systémy

V řídicích a měřicích systémech v průmyslu i jiných technických oblastech lze v současné době pozorovat dva základní přístupy: centralizované systémy a distribuované systémy. Centralizovaný systém se vyznačuje tím, že je zde jeden velmi výkonný řídicí, respektive měřicí prvek, který zajišťuje všechny aktivity. K tomuto prvku jsou přivedeny všechny potřebné měřené technologické signály (*Obr. 14*). Tento přístup je výhodný zvláště u jednoduchých systémů, pro které je výrazně jednodušší jak návrh systému, tak i jeho údržba. Při projektování centrálního bodu je nutné zvolit kompromis mezi cenou systému, která roste s počtem připojitelných signálů, a dostatečnou rezervou pro rozšiřování systému. Další nevýhodou centralizovaných systémů je nutnost vedení kabeláže z jednotlivých měřených míst až do centrálního bodu. Toto vedení měřených signálů pro rozlehlejší systémy jednak výrazně zvyšuje cenu systému (zvláště u snímačů s velmi malými výstupními signály – termočlánky apod.) a v určitých případech může být i zcela nerealizovatelné (indukčnostní, kapacitní snímače). S prodlužující se délkou přívodního signálového vedení jednotlivých analogových měřených veličiny rovněž i výrazně roste šum, respektive snižuje se poměr SNR, čímž se degraduje přesnost měření. Poslední neméně významnou nevýhodou centralizovaných systémů je, že při poruše na centrální měřicí jednotce zkolabuje celý měřicí systém. Z těchto důvodů se ve většině soudobých instalací používají spíše distribuované měřicí systémy (*Obr. 15*). [9]



Obr. 14 - Blokové schéma centralizovaného měřicího systému

V distribuovaných měřicích systémech se využívá konceptu smart senzorů (inteligentních snímačů), které jsou schopny přenášet měřená data v digitální podobě pomocí komunikační sběrnice. Tento přístup výrazně zjednodušuje strukturu kabeláže a tím zároveň i její cenu. Cena a složitost kabeláže přitom není ovlivněna počtem měřicích bodů, ale pouze jejich vzájemnou vzdáleností. Další významnou výhodou je možnost jednoduchého rozšiřování systému. Rozšíření systému se přitom děje u adaptabilně vytvořeného měřicího firmware automaticky při enumeraci měřicích jednotek v následujícím měřicím cyklu. U fixního měřicího firmware stačí pouze modifikovat – přidat adresu nové měřicí jednotky. V obou případech tedy není nutné modifikovat hardware, ale stačí udělat pouze softwarovou změnu. Další výhodou distribuovaných systémů je také možnost jednoduchého galvanického oddělení zemních potenciálů jednotlivých distribuovaných jednotek a rovněž i komunikační sběrnice. To je důležité zvláště v in-situ, kde bývají vzdálenosti mezi snímači i několik kilometrů a tudíž i náchylnost ke vzniku zemních smyček je vysoká. Vzájemnou galvanickou izolací jednotlivých měřicích jednotek jsou rovněž i minimalizovány účinky úderu blesků a potažmo i rozsah poškození distribuovaného měřicího systému jako celku. Tato sběrnice struktura distribuovaného měřicího má však nevýhodu v tom, že v systému vždy vysílá pouze jeden vysílač, proto při větším počtu stanic může být doba čekání na přístup k přenosovému médiumu relativně dlouhá.



Obr. 15 - Blokové schéma distribuovaného měřicího systému

3. NÁVRH OBVODOVÉHO ŘEŠENÍ

3.1. Specifikace požadavků

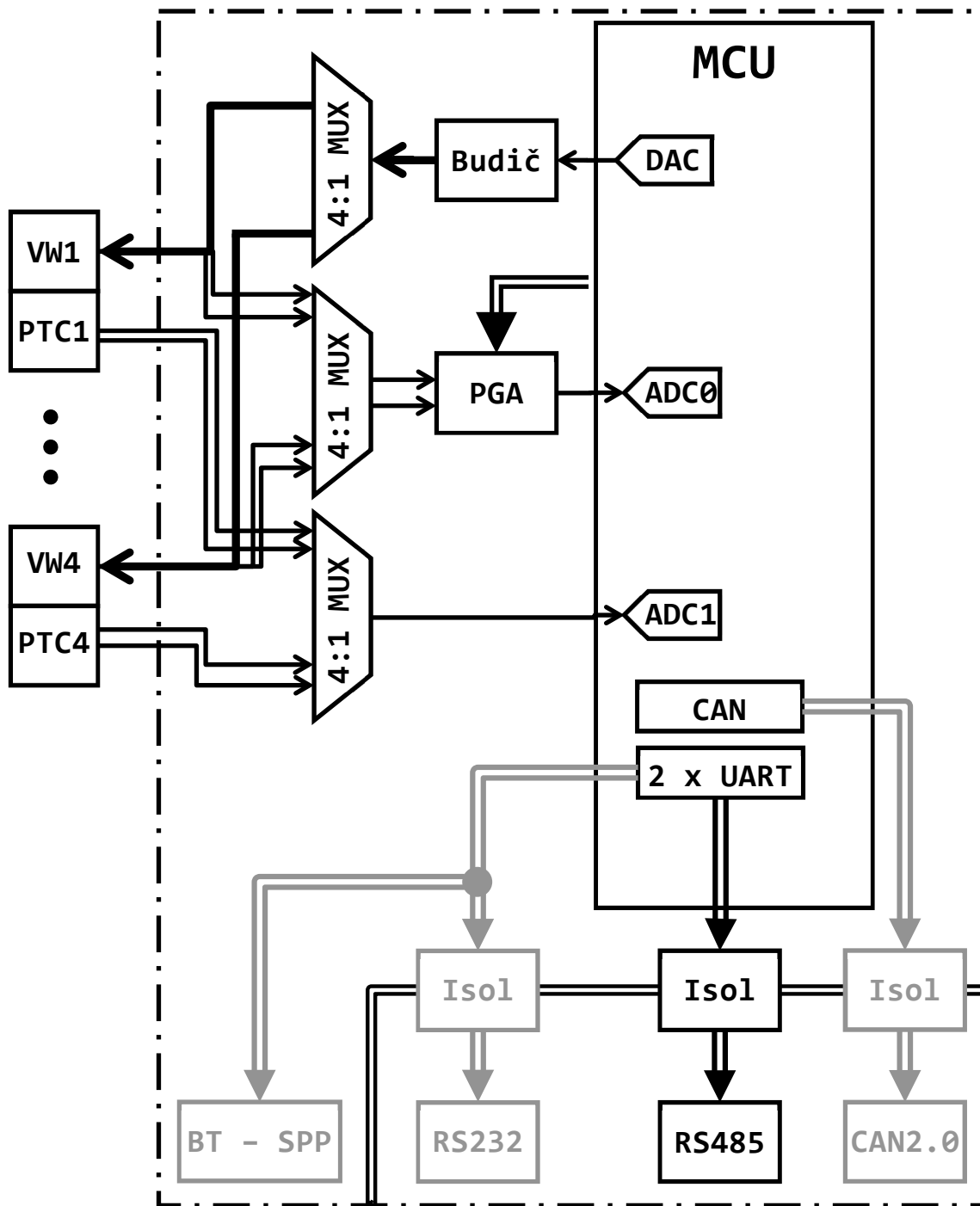
Jak již bylo výše zmíněno, na trhu není v současné době dostupná komerční měřicí jednotka, kterou by bylo možno jednoduše zapojit do distribuovaných měřicích systémů, které jsou v současné době provozovány Ústavem geoniky AV ČR, v.v.i. nebo je jejich vybudování v blízké době plánováno. Aby byla maximalizována využitelnost a univerzálnost interface pro strunové tenzometry, budou do hardwarového návrhu zakomponovány budiče pro většinu průmyslově používaných sběrnic. Vzhledem k plánovanému nasazení v in-situ je nutné, aby byly jednotlivé budiče izolovány jednak od vlastní měřicí části a jednak i vzájemně, aby bylo možno v případě potřeby interface pro strunové tenzometry zároveň připojit k několika komunikačním sběrnici najednou. Při využití interface pro strunová čidla mimo prostředí s nebezpečím výbuchu nebo jinde, kde je bezpečnostními předpisy zakázáno použití bezdrátových komunikačních zařízení, bude do interface implementován i bezdrátový komunikační modul. Jediným v ÚGN aktivně používaným standardem je v současné době RS485 s komunikačním protokolem AIBus-2 [14]. Během příštího roku je však plánováno rozšíření používaných sběrnic a komunikačních protokolů zejména o komunikaci ve standardu CANbus založenou na protokolu CANOpen.

Požadované technické parametry měřicí jednotky byly stanoveny dle běžných parametrů strunových čidel a měřicích jednotek. Konkrétně se u sériově vyráběných strunových tenzometrů rozsah pracovních frekvencí pohybuje v rozmezí 450Hz až 3500Hz, přičemž nejčastěji je rozsah pracovních frekvencí strunového tenzometru 1200Hz až 2800Hz. Rozsah měření frekvencí komerčně dostupných vyhodnocovacích jednotek bývá zpravidla od 450Hz do 5kHz. Výjimečně od 100Hz až do 6,5kHz. Maximální měřená frekvence byla zvolena na hodnotu 4kHz, aby bylo maximalizováno rozlišení FFT a zároveň byl pokryt celý rozsah běžně používaných pracovních frekvencí strunových čidel. FFT je jednou z metod určení frekvence vlastních kmitů odezvy strunového snímače a je použita i v mnou navrhovaném řešení.

Výrobci strunových tenzometrů požadují rozsahy frekvencí budicího signálu v rozmezí od 250Hz do 4200Hz. Komerčně dostupné měřicí jednotky pak mívají rozsahy frekvencí budicího signálu zpravidla od 250Hz do 4500Hz či do 6500Hz, špičkově až od 100Hz do 10kHz. Frekvence budicího signálu byla tedy zvolena v rozsahu od 250Hz do 6kHz. Amplituda budicího signálu bývá u měřicích jednotek buď pevně daná na hodnotu $5V_{pk-pk}$ nebo bývá v několika krocích nastavitelná ($5V_{pk-pk}$, $10V_{pk-pk}$). Ve vyvíjeném interface pro strunová čidla bylo zvoleno buzení s pevně danou amplitudou o velikosti $5V_{pk-pk}$.

Celou koncepci hardwarového řešení Interface pro strunové tenzometry lze rozdělit na tři základní úzce spolupracující celky – signálový generátor pro buzení struny, komunikační

koprocory s budiči sběrnic a vlastní měřicí řetězec. Blokové schéma interface pro strunové tenzometry je na Obr. 16. Podrobnější popis jednotlivých funkčních celků je v dalších částech kapitoly 3.



Obr. 16 – Blokové schéma navrhovaného interface pro strunové tenzometry

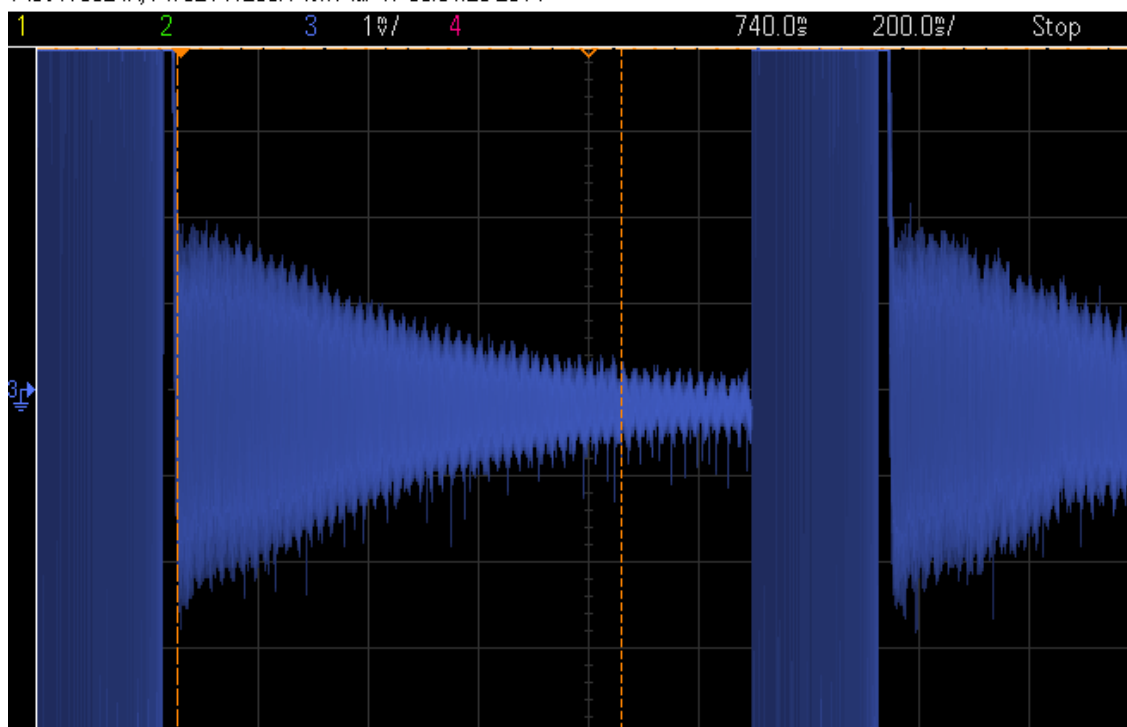
3.2. Obvody pro buzení strunového tenzometru

Signálový generátor je tvořen DAC převodníkem, který je integrován v monolitickém mikrokontroléru a má napěťový výstup. Obnovovací frekvence DAC převodníku byla zvolena jako konstantní. Z výstupu DAC je signál veden na výkonový budič, kde je signál zesílen na maximální úroveň $5V_{pp}$.

Jak již bylo výše uvedeno, rozsahy frekvencí budících signálů jsou v rozsahu standardních audio signálů. Vzhledem k zatěžovací impedanci budiče cívky strunového snímače, kterou tvoří impedance budičí cívky strunového tenzometru a jejíž reálná část bývá zpravidla 50Ω nebo častěji 180Ω , a impedance smyčky kabelu, je možné použít běžné výkonové audio sluchátkové zesilovače. Výstup výkonového budiče je přes multiplexor veden na jedny z výstupních svorek, ke kterým je připojena cívka strunového tenzometru.

3.3. Obvody pro zpracování frekvenční odezvy strunového snímače

Po rozkmitání struny se v cívce strunového snímače, jak již bylo popsáno v teoretickém rozboru, indukuje napětí, které je přímo úměrné velikosti amplitudy kmitání struny. Výstupní signál z cívky strunového snímače, tedy odezva na rozkmitání struny, je sinusový signál s exponenciálním útlumem. Počáteční amplituda odezvy bývá okolo 4 mV_{pk-pk} , která exponenciálně klesá na úroveň okolo $0,5\text{ mV}_{pk-pk}$ po 800 milisekundách. Vzhledem k velmi malým amplitudám, které jsou indukovány v cívce strunového snímače, je vstupní signál zarušen zejména vysokofrekvenčním rušením a síťovým kmitočtem, jak je patrné z *Obr. 17* a *Obr. 20*. Metoda měření frekvence vlastních kmitů struny strunového snímače pomocí rychlé Fourierovy transformace sice není náchylná na zarušení vstupního signálu, ale je neefektivní zesilovat celé kmitočtové pásmo a také by mohlo vlivem intermodulace docházet k znehodnocení vstupního signálu i ve frekvenční oblasti. Také by nebylo zajištěno dodržení Nyquistova vzorkovacího teorému. Proto je nutné do zesilovacího řetězce nutně zařadit frekvenční filtry, aby bylo zesilováno pouze frekvenční pásmo pracovních frekvencí strunových snímačů.



Obr. 17 – Časový průběh odezvy strunového snímače (měřeno diferenciálně na cívce strunového snímače)

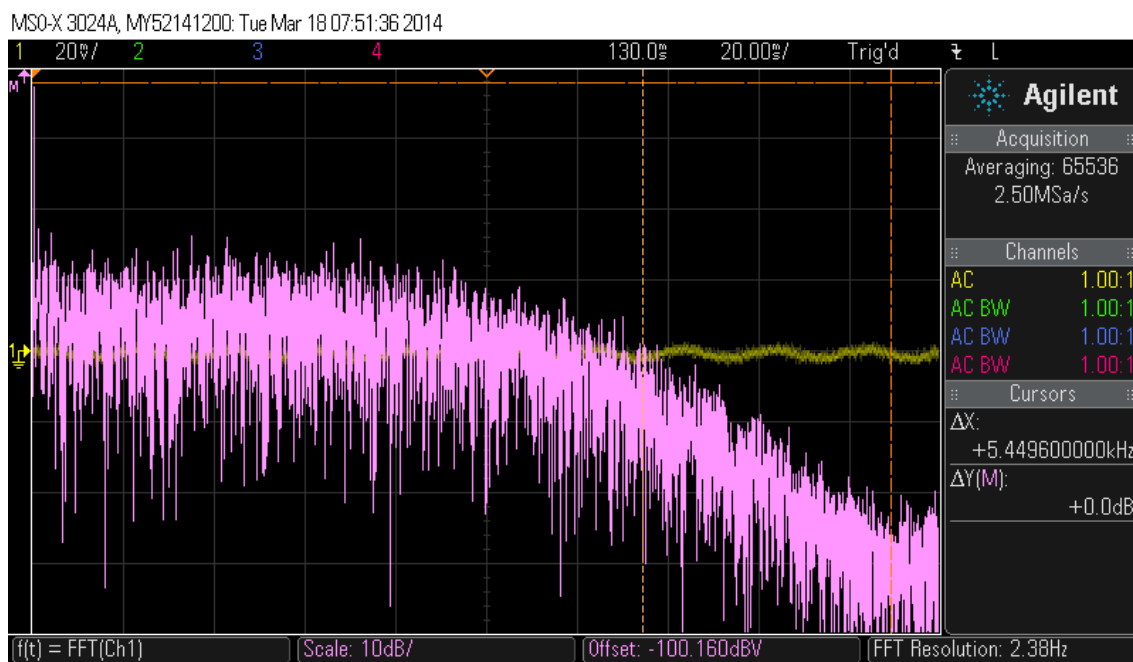
ver: 1mV/div, hor: 200ms/div

Konkrétně je signál z cívky strunového snímače veden přes vstupní odpory a multiplexor na vstup přístrojového zesilovače s digitálně nastavitelným ziskem. Pro většinu strunových snímačů se nastavuje zesílení přístrojového zesilovače na zesílení 16, tj. 24dB. Na vstupu přístrojového zesilovače jsou připojeny antiparalelně řazené schottkyho diody, které tvoří se vstupními odpory omezovač amplitudy vstupního signálu. Zařazení tohoto omezovače je nutné jako ochrana proti přetížení vstupu během rozkmitávání struny výkonovým budičem. Do značné míry tento omezovač také funguje jako ochrana proti přepětí a ESD. Paralelně k vstupu přístrojového zesilovače je také připojen kondenzátor, který společně se vstupními omezovacími odpory a impedancí kabelu a cívky strunového tenzometru tvoří dolní propust prvního řádu, tedy útlumem 20dB/dekádu s mezní frekvencí cca 6 060 Hz. Frekvenční spektrum přenosu vstupního přístrojového zesilovače je na *Obr. 18*. Za vstupním přístrojovým zesilovačem následuje dvoustupňová aktivní pásmová propust. Dolní mezní kmitočet pásmové propusti je 346 Hz. Horní mezní kmitočet pásmové propusti je 5 980 Hz. Zároveň se v každém stupni pásmové propusti zesiluje signál asi o 10dB, tedy přibližně třikrát. Celý zesilovací řetězec zesiluje vstupní signál přibližně o 45dB, tj. 175krát. Tedy na výstupní úroveň mezi 1 a 1,5 V_{pk-pk} . Frekvenční spektrum přenosu celého zesilovacího řetězce je na *Obr. 19*. Frekvenční spektrum odezvy strunového tenzometru na vstupních svorkách je na *Obr. 20*. Frekvenční spektrum po zesílení a vyčištění v zesilovacím řetězci je

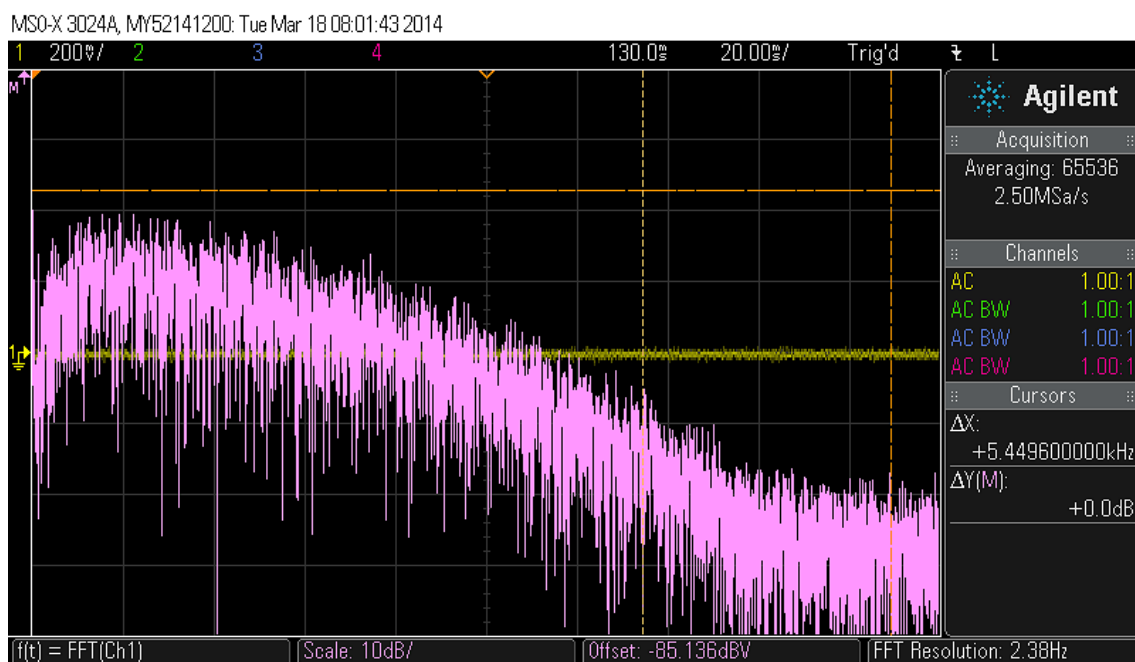
na Obr. 21. Při srovnání těchto dvou spekter je patrné, že po zesílení signálu je výrazně lepší poměr signál-šum. Pro výpočet mezních frekvencí vstupního RC článku i pásmové propusti s operačním zesilovačem byl použit vztah z Rovnice 10.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

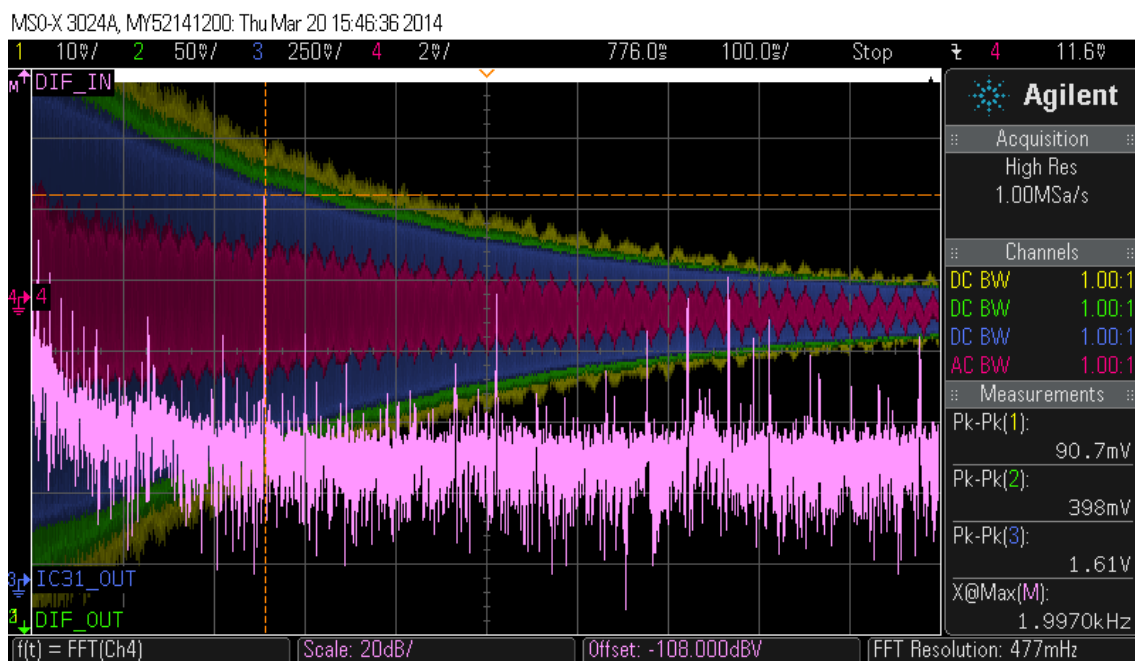
Rovnice 10 – Vztah pro výpočet mezní frekvence



Obr. 18 – Frekvenční spektrum bílého šumu po zesílení ve vstupním přístrojovém PGA zesilovači (měřeno na TP8 testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v Příloze III)
verFFT: 10dB/div, hor: 781Hz/div

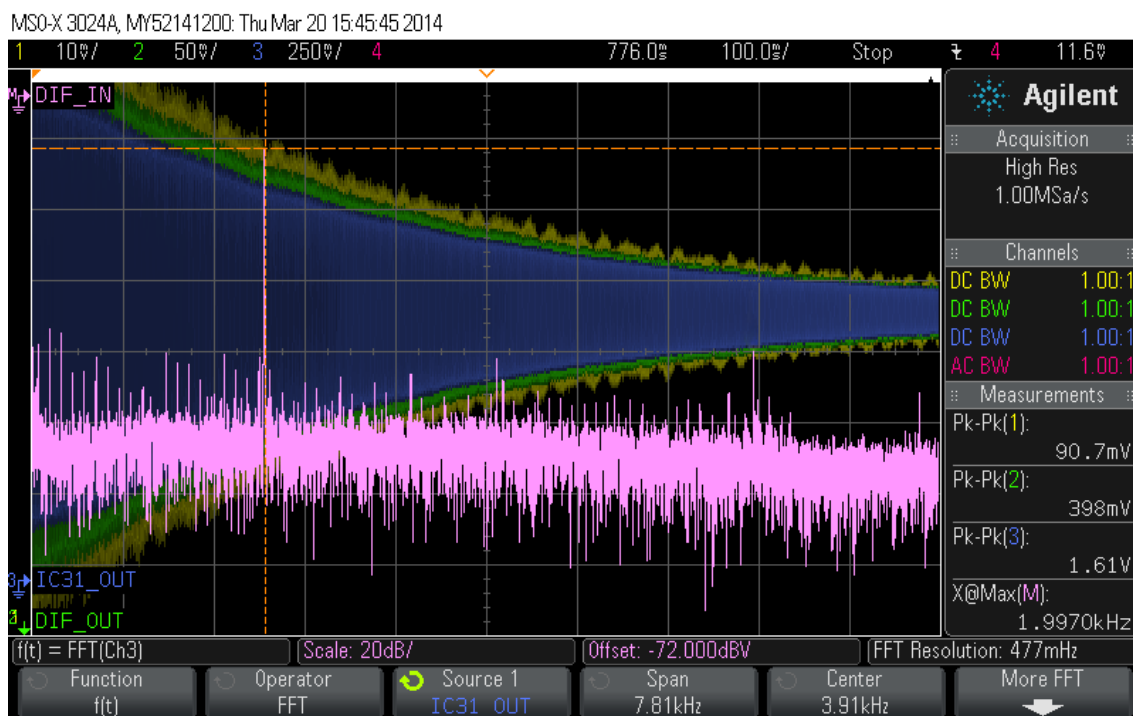


Obr. 19 – Frekvenční spektrum bílého šumu na výstupu zesilovacího řetězce – na vstupu ADC
(měřeno na TP1 testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v Příloze III)
verFFT: 10dB/div, hor: 781Hz/div



Obr. 20 – Spektrum odezvy strunového tenzometru na vstupních svorkách
verFFT: 10dB/div, hor: 781Hz/div; CH4 – růžový – signál na vstupních svorkách (měřeno
diferenciálně na cívce strunového snímače), CH1 – žlutý – signál po zesílení PGA (měřeno na TP8
testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v Příloze III), CH2 – zelený – signál po průchodu prvním

stupněm pásmové propusti (měřeno na TP7 testovací desky), CH3 – modrý – signál na vstupu AD převodníku ADC0 (měřeno na TP1 testovací desky)



Obr. 21 – Spektrum odezvy strunového tenzometru na výstupu zesilovacího řetězce – na vstupu ADC0

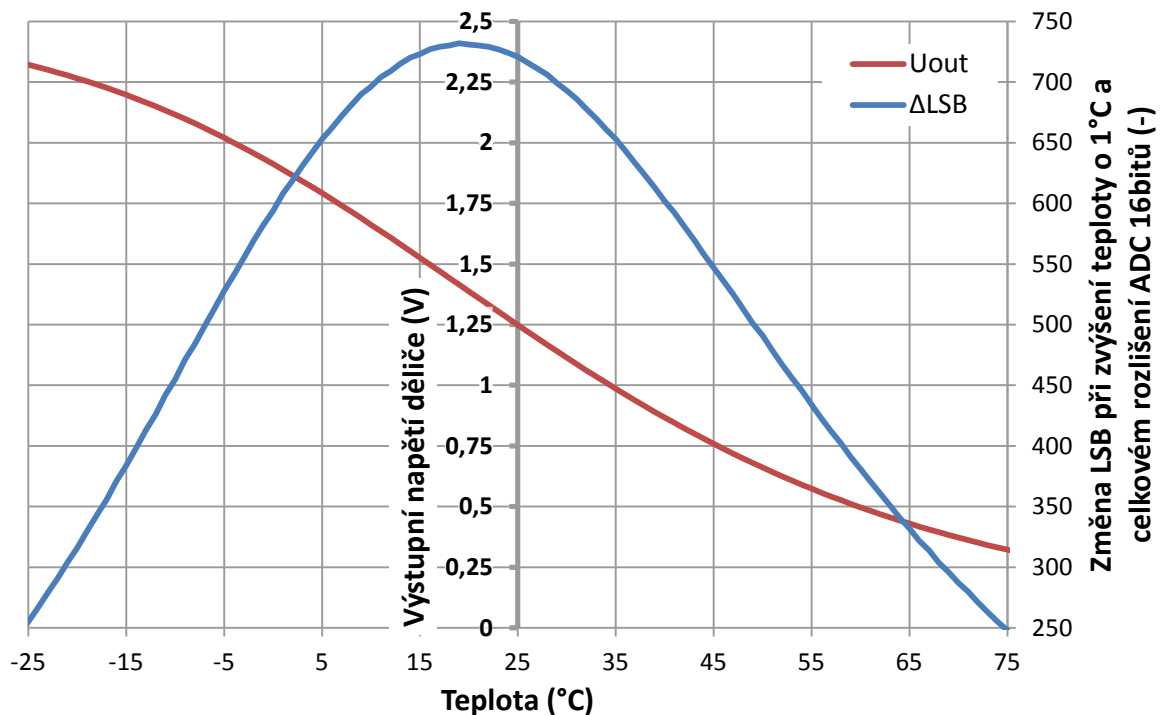
verFFT: 10dB/div, hor: 781Hz/div; CH1 – žlutý – signál po zesílení PGA (měřeno na TP8 testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v Příloze III), CH2 – zelený – signál po průchodu prvním stupněm pásmové propusti (měřeno na TP7 testovací desky), CH3 – modrý – signál na vstupu AD převodníku ADC0 (měřeno na TP1 testovací desky)

3.4. Obvody měření teploty

Teplotní čidla, která jsou integrovaná ve strunových tenzometrech, jsou termistory s negativním teplotním koeficientem a typickým odporem při teplotě 25°C. Koeficient závislosti odporu na změně teploty je u termistorů relativně velký. Pro měření jejich odporu, respektive teploty okolí, je možné použít zapojení klasického odporového děliče. Aby byla maximalizována změna napětí na výstupu odporového děliče v závislosti na změně teploty, byl pro kompletaci odporového děliče zvolen odpor o velikosti 3 000 ohmů. Maximální změna výstupního napětí odporového děliče, respektive změna binárního čísla po převodu AD převodníkem ADC1, při změně teploty o 1°C je tedy právě mezi 5°C a 35°C, tedy rozsahu teplot, který je při měřeních nejčastější. *Graf 1* znázorňuje závislost změny výstupního napětí na teplotě termistoru strunového čidla. *Rovnice 11* stanovuje vztah pro výpočet teploty termistoru.

$$T = \frac{1}{a + b \cdot \ln(R) + c \cdot (\ln(R))^3} - 273,2$$

Rovnice 11 – Rovnice pro výpočet teploty termistoru



Graf 1 – Závislost změny výstupního napětí na teplotě termistoru

Ze vstupních svorek, ke kterým jsou připojeny jednotlivé termistory, je signál z termistoru veden přes multiplexor ke kompletačnímu odporu odporového děliče. K termistoru, který je aktuálně připojen přes multiplexor, je paralelně připojen filtrační kondenzátor. Mezní kmitočet této dolnofrekvenční propusti je nastavena na 106 Hz při 25°C. Mezní kmitočet dolnofrekvenční propusti je značně závislý na měřené teplotě, respektive impedanci napěťového zdroje, která je tvořena paralelní kombinací termistoru a kompletačního rezistoru v odporovém děliči. Při měřené teplotě 0°C je hodnota mezního kmitočtu 69 Hz, při měřené teplotě 45°C je hodnota mezního kmitočtu 175 Hz. Z hlediska měření teploty však tyto změny mezního kmitočtu dolnofrekvenční propusti nejsou podstatné a není proto nutné hledat alternativní způsoby realizace dolnofrekvenční propusti. Vzhledem k velkým změnám odporu, respektive výstupního napětí odporového děliče, je výstupní napětí z odporového děliče přímo vedeno na vstup AD převodníku ADC1. Pro výpočet odporu z binární hodnoty kvantizované AD převodníkem platí *Rovnice 12*, kde U_{ADC} je výstupní napětí z odporového děliče vstupující do AD převodníku, X_{ADC} je binární kvantizované číslo vystupující z AD převodníku, V_{Ref} je referenční napětí, R_{Vref} je hodnota odporu kompletačního rezistoru a R_{NTC} je hodnota odporu NTC termistoru při dané teplotě.

$$U_{ADC} = \frac{V_{Ref}}{R_{Vref} + R_{NTC}} \cdot R_{NTC}$$

$$X_{ADC} = \frac{U_{ADC}}{V_{Ref}} \cdot 2^{16} = \frac{R_{NTC}}{R_{Vref} + R_{NTC}} \cdot 2^{16}$$

$$R_{NTC} = \frac{\frac{X_{ADC}}{2^{16}} \cdot R_{Vref}}{1 - \frac{X_{ADC}}{2^{16}}} = \frac{X_{ADC} \cdot R_{Vref}}{2^{16} - X_{ADC}}$$

Rovnice 12 – Vztahy pro výpočet odporu termistoru

3.5. Procesor a budiče sběrnic

K řídicímu a měřicímu mikroprocesoru jsou připojeny budiče pro několik sběrnic. Jako hlavní je zde budič pro sběrnici RS422, respektive RS485. Standard RS485 s komunikací dle protokolu AIBus2 je v současné době jako jediný v ÚGN aktivně využíván, jak bylo podrobněji rozebráno v 3.1. Dalšími budiči, které byly do hardwarového návrhu implementovány, jsou budič pro CAN sběrnici a rozhraní ve standardu RS232. Posledním komunikačním modulem je Bluetooth® SPP (Serial Port Profile) modul, který umožňuje bezdrátovou emulaci sériového portu, tedy bezdrátovou alternativu standardu RS232. Všechny komunikační moduly je možné mikroprocesorem jednotlivě dle potřeb dané aplikace zapínat. Všechny tři budiče drátových sběrnic jsou galvanicky izolovány, jak od měřicí části, tak i vzájemně. Toto řešení je nutné proto, aby mohl být interface pro strunová čidla připojen k několika sběrnicím. Napájení pro samotný interface strunových čidel je řešeno přes samostatné svorky. Napájení je rovněž galvanicky izolováno. Budiče sběrnic byly vybrány tak, aby měly integrovány izolované zdroje pro napájení své izolované výstupní výkonové strany budiče. Díky tomuto řešení není nutné ke každému budiči sběrnice dávat další izolovaný DC/DC konvertor, který by napájel výstupní výkonovou stranu. Čímž se výrazně sníží jak rozměry a pořizovací náklady, tak i celkový proudový odběr jednotky a její klidový proud. V hardwarovém návrhu je k mikroprocesoru také možno připojit externí statickou RAM paměť o velikosti 128kB. Protože MCU umí přímo adresovat pouze externí paměť o velikosti 64kB, bylo by nutné softwarově vyřešit přepínání paměťové banky. Z hardwarového pohledu je tato možno připravena přivedením sedmnáctého adresního bitu na výstupní pin mikroprocesoru. Tato paměť je zde implementována proto, aby bylo možné v budoucnu do firmware implementovat rychlou Fourierovu transformaci s více než 1024 body, a tím aby mohlo být zvýšeno rozlišení měření frekvence odezvy strunového snímače.

4. FIRMWARE

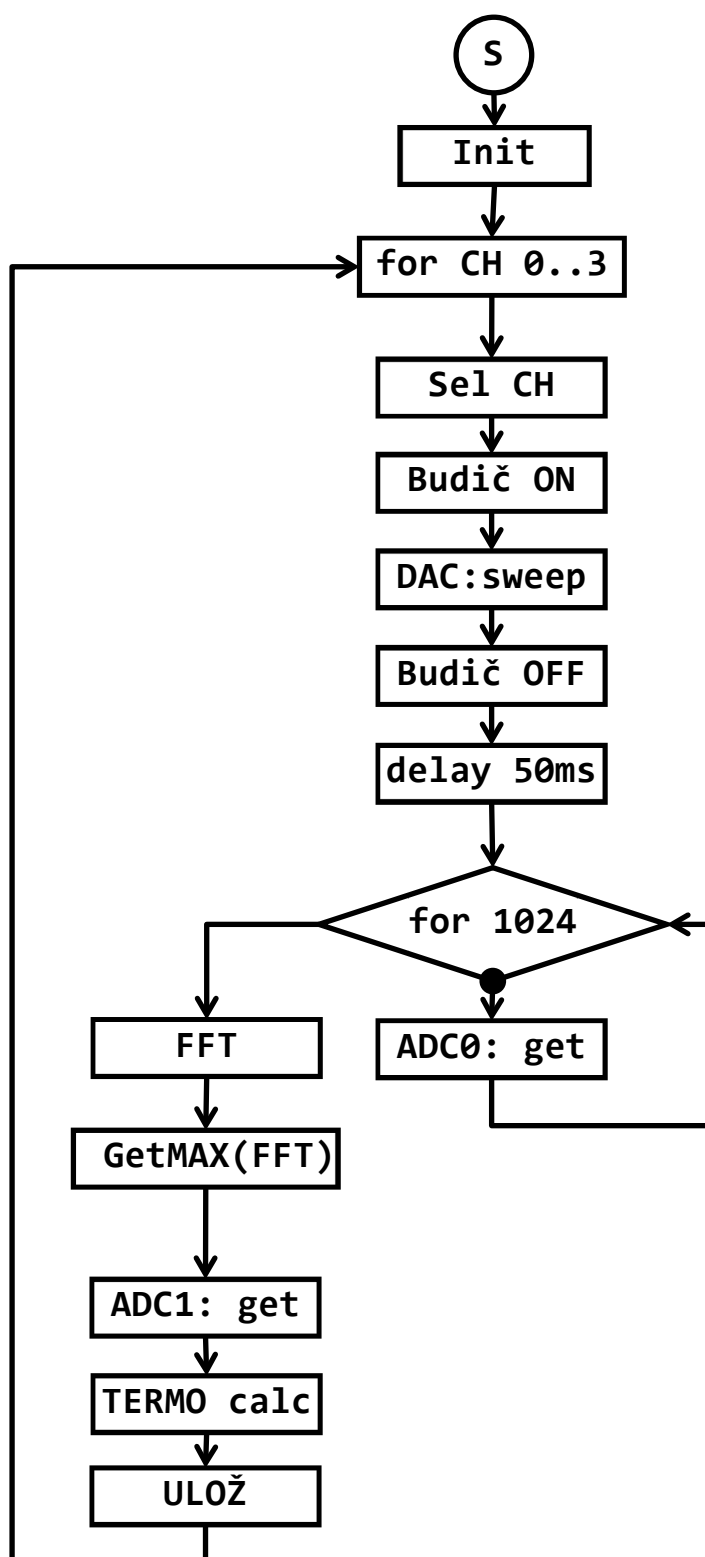
Obsluha všech sběrnic a předávání dat je realizováno v přerušení z příslušného komunikačního koprocessoru. Aby byly dodrženy maximální povolené prodlevy odpovědi dle specifikací jednotlivých sběrnic, je odesílána poslední naměřená hodnota před příchodem prvního příkazu ze sběrnice. Tento přístup bylo nutné zavést proto, že kompletní měřicí cyklus pro jeden kanál trvá okolo 785ms, konkrétně rozkmitání struny trvá 250ms, 50ms čekání na ustálení vlastních kmitů struny, sběr 1024 vzorků pro FFT vzorkovací frekvencí 8kHz trvá 130ms a výpočet FFT cca 355ms. Maximální doba odpovědi pro sběrnici AIBus-2 je dle specifikace výrobce [14] 20ms.

V této verzi firmware mikroprocesoru bude implementována rutina s pevně danými parametry sweep signálu – konkrétně tedy bude rozsah frekvencí od 250Hz do 6kHz a doba trvání sweep signálu 250ms a exponenciálním průběhem změny frekvence. Určení frekvence odezvy strunového snímače se bude provádět výpočtem 1024 bodové FFT. Měření odezvy strunového snímače se bude stále periodicky opakovat. Veškerá komunikace s okolím bude probíhat pouze po sběrnici RS485 dle protokolu AIBus-2. Protože v hlavní programové smyčce je prováděno měření odezvy strunových snímačů, komunikace bude probíhat na základě přerušení z UART. Při příchodu požadavku na odeslání naměřených dat, budou odeslány poslední naměřené hodnoty uložené v RAM.

4.1. Měřicí cyklus

Měřicí cyklus je pro všechny čtyři kanály shodný. Na začátku každého měřicího cyklu je nejdříve vybrán kanál strunového senzoru. Po výběru kanálu se k cívice strunového snímače připojí výkonový budič. Následně je přes budič do cívky strunového snímače přivedeno napětí o sinusovém průběhu, jehož frekvence je exponenciálně rozmítána od 250Hz do 6kHz. Celková doba trvání budicího signálu je 250ms. Po této době je budič od cívky strunového snímače odpojen. Po odpojení budiče je nutné počkat cca 50ms, aby se stabilizovalo kmitání struny na vlastní frekvenci. Jakmile začne struna volně kmitat na vlastní frekvenci, AD převodník začne sbírat 1024 vzorků se vzorkovací frekvencí 8kHz. Po ukončení sběru vzorků je již jen proveden výpočet frekvence kmitání struny pomocí rychlé Fourierovy transformace. Po dokončení měření vlastní frekvence strunového snímače je změřena teplota strunového snímače, respektive odporu termistoru integrovaného ve strunovém snímači. Po změření odporu je již jen proveden výpočet teploty a výsledek spolu s naměřenou frekvencí je uložen do paměti mikroprocesoru, aby mohl být odeslán po komunikační sběrnici.

Tento měřicí cyklus se postupně opakuje pro všechny měřicí kanály a po změření posledního kanálu se opět pokračuje měřením prvního.



Obr. 22 – Vývojový diagram hlavní programové smyčky

4.2. Rozkmitání struny

Pro rozkmitání struny strunového tenzometru byla jako nejvhodnější vybrána metoda buzení struny pomocí napětí sinusového průběhu frekvenčně rozmítaného od 250Hz do 6kHz. Vzhledem k omezeným možnostem provádění výpočtů s plovoucí řádovou čárkou v reálném čase na 8 bitových mikroprocesorech, bylo nutné zvolit alternativní metodu vygenerování sweep signálu. Nejjednodušší metodou řešení tohoto problému je využití look-up tabulky, do které jsou předem vygenerovány hodnoty ve všech vzorcích budicího signálu. Průběh změny frekvence byl zvolen exponenciální. Jednotlivé vzorky budicího signálu byly vygenerovány podle *Rovnice 13* ve vytvořené aplikaci pro PC s operačním systémem Windows.

$$y(sp) = \sin \left(A \cdot e^{\left(sp \cdot \frac{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}{interval} \right)} - A \right), \quad A = \frac{2\pi \cdot f_1 \cdot interval}{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}$$

Rovnice 13 – Rovnice pro výpočet hodnot pro jednotlivé vzorky sweep signálu;
 f_1 – počáteční frekvence, f_2 – konečná frekvence, $interval$ – délka trvání sweep signálu, n_steps – počet vzorků v celém signálu, sp – číslo vzorku $<0, n_step>$ – ekvivalent času

4.3. Měření frekvence

Protože cílem vývoje tohoto interface pro strunová čidla je zejména ověření použitelnosti hardwarové koncepce k měření posuvů pomocí strunových tenzometrů v prostředích s extrémním rušením – například v dolech u porubní fronty, měničů a trafostanic. Proto bylo zvoleno jako nejvhodnější způsob měření frekvence použití rychlé Fourierovy transformace, která je na měnící se rušení v širokém frekvenčním spektru nejméně citlivá. Respektive pokud nebude mít rušivý signál na nějaké frekvenci v zájmovém pásmu frekvencí větší amplitudu než měřený signál, není měření ovlivněno vůbec. V opačném případě je měření zcela znehodnoceno a výsledek měření je zcela nepoužitelný. Je však velmi nepravděpodobné, že by se někde mohlo vyskytovat takto silné rušení, které by bylo schopno zcela znehodnotit měření. Vzhledem k omezeným možnostem použitého mikroprocesoru je maximální možné rozlišení FFT 1024 bodů, což odpovídá integrované RAM paměti – 4kB. Pro ověření použitelnosti prototypového řešení, které je předmětem řešení této diplomové práce, bylo zvoleno využití 1024 bodové rychlé Fourierovy transformace (FFT). Zesílený a filtrovaný signál z cívky strunového tenzometru je vzorkován AD převodníkem (jak bylo podrobně rozebráno v kapitole 3.3) se vzorkovací frekvencí 8kHz. Zjišťované frekvenční spektrum signálu bude do 4kHz a rozlišení ve frekvenční oblasti přibližně 8Hz. Aby bylo možné zlepšit rozlišení ve frekvenční oblasti, respektive zvýšit přesnost měření frekvence odezvy strunového snímače, byla v hardwarovém návrhu implementována externí paměť RAM, která svou velikostí 128kB

umožňuje implementovat až 32 768 bodovou FFT. Protože MCU umí přímo adresovat pouze externí paměť o velikosti 64kB, bylo by nutné softwarově vyřešit přepínání paměťové banky. Z hardwarového pohledu je tato možno připravena přivedením sedmnáctého adresního bitu na výstupní pin mikroprocesoru. Při využití obou bank externí RAM paměti je tedy i po zvýšení vzorkovací frekvence na 12kHz, aby bylo možné s rezervou měřit odezvu všech strunových snímačů, možné dosáhnout rozlišení ve frekvenční oblasti 0,37Hz.

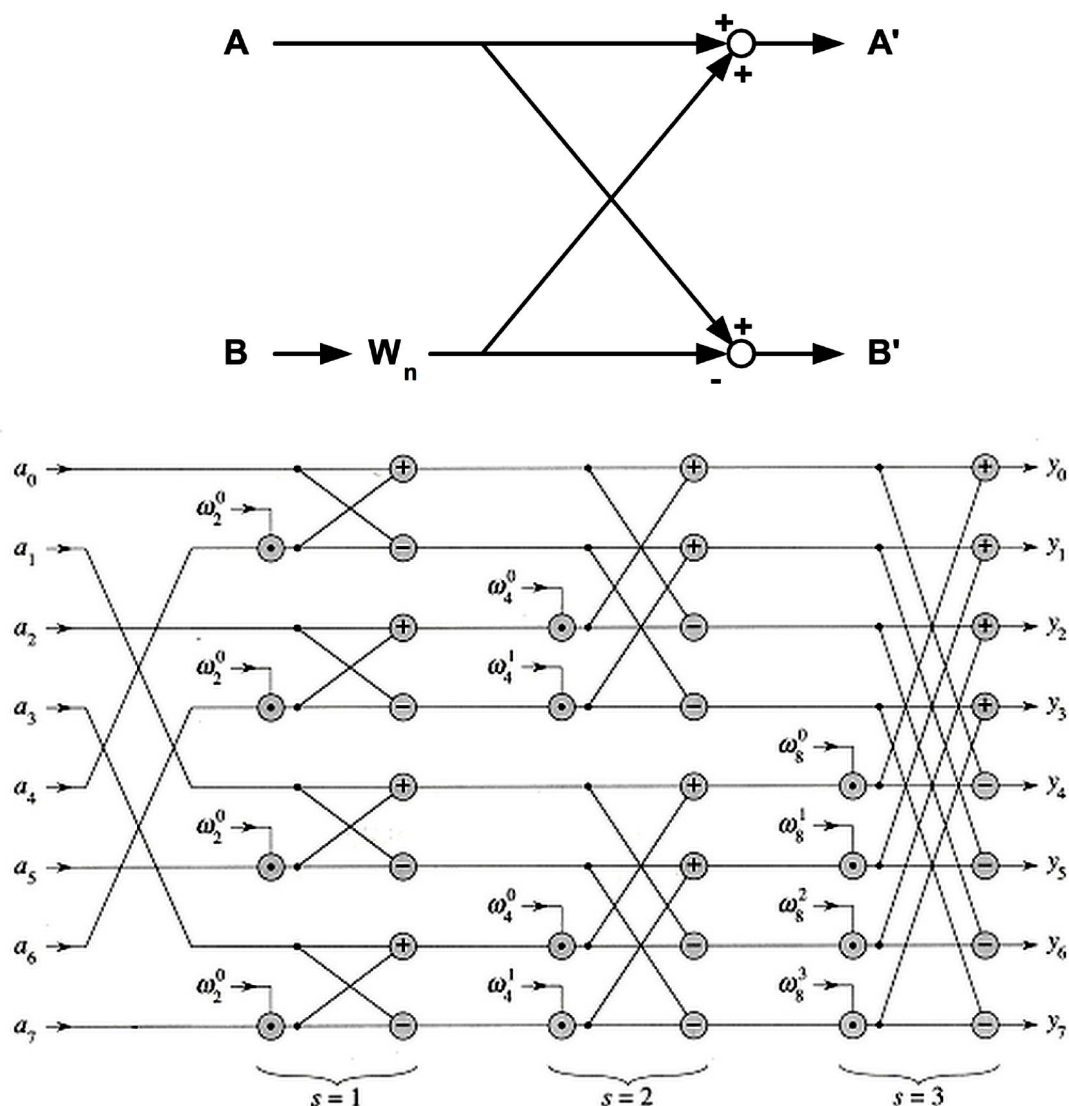
$$f_{max} < \frac{f_s}{2} ; \Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{T}$$

Rovnice 14 – Vztahy mezi vzorkovací frekvencí f_s , maximální frekvencí obsaženou v signálu f_{max} , počet vzorků N , časem sběru dat T a vzdáleností spektrálních čar ve spektru Δf

Vlastní rutina pro výpočet 1024 bodové FFT byla převzata ze stránek výrobce mikroprocesoru [15]. Tato rutina používá algoritmus DIT Radix-2 metodu (decimaci v čase se základem 2), která je u 8 bitových MCU nejméně náročná na výpočetní čas. Protože výpočet Fourierova transformace lze provádět pouze na periodických spojitých signálech, je po nasbírání všech 1024 vzorků AD převodníkem na vstupní data aplikována okenní funkce *WindowCalc()*, která vyhladí nespojitosti v signálu. Aby mohl být výpočet proveden v rámci jednoho datového pole, je nutné provést bitovou inverzi indexů pole vstupních dat *Bit_Reverse()*. Pak je již vypočítána vlastní FFT *Int_FFT()*. Výsledkem této rutiny je komplexní frekvenční spektrum. Pro vyhodnocení frekvence odezvy strunového snímače je tedy nutné ještě převést toto komplexní spektrum na amplitudové spektrum, tedy zjistit absolutní hodnotu komplexního čísla pro každý bod Fourierovy transformace.

Vlastní algoritmus výpočtu Fourierovy transformace **DIT Radix-2**, kterým se provádí FFT v mikroprocesoru, pracuje dělením původní DFT do řady výpočtů pomocí dvou bodových DFT. Nejdříve je původní N bodová DFT rozdělena na dvě $N/2$ DFT, přičemž jedna je počítána ze sudých členů a druhá z lichých členů vstupní posloupnosti. Poté je každá z výsledných $N/2$ bodových DFT rozdělena na dvě $N/4$ bodové DFT. Tento postup se opakuje stále dokola až je počet bodů v každé DFT zredukována na 2 body. Vzhledem k principu funkce tohoto algoritmu je nutné, aby byl počet vzorků pro FFT mocninou 2. Počet komplexních násobení se tedy použitím DIT Radix-2 algoritmu zmenší z původních N^2 na $N \cdot \log_2 N$.

Na Obr. 23 je znázorněn způsob výpočtu základní 2 bodové DFT. Tato struktura, která je označována jako „butterfly“ je využívána k provedení všech výpočtů nezbytných pro výpočet FFT. Rovnice 15 je algebraickým zápisem tohoto výpočtu. Vstupy 2 bitové DFT jsou označena A a B , výstupy A' a B' . W_T^n představuje komplexní trigonometrickou hodnotu, která bývá označována jako „twiddle faktor“. Touto hodnotou jsou násobena vstupní data v každé fázi výpočtu DFT. Zlomek $\frac{n}{T}$ představuje úhel twiddle faktoru. T označuje periodu twiddle faktoru, tedy vzdálenost mezi sekcemi ve vstupních datech.



Obr. 23 – Radix-2 „butterfly“ struktura [15]

$$\begin{aligned}
 W_T^n &= e^{-j2\pi\frac{n}{T}}; C = B \cdot W_T^n \\
 A' &= A + B \cdot W_T^n = A + C \\
 B' &= A - B \cdot W_T^n = A - C
 \end{aligned}$$

Rovnice 15 – Rovnice výpočtu DFT „butterfly“ algoritmem

Pokud se *Rovnice 15* převede do složkového tvaru, vyjde *Rovnice 16*, podle které je v MCU prováděn algoritmus výpočtu.

$$\begin{aligned}
re\{C\} &= im\{B\} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot n}{T}\right) + re\{B\} \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot n}{T}\right) \\
re\{A'\} &= re\{A\} + re\{C\} \\
im\{A'\} &= im\{A\} + im\{C\} \\
re\{B'\} &= re\{A\} - re\{C\} \\
im\{B'\} &= im\{A\} - im\{C\}
\end{aligned}$$

Rovnice 16 – Rovnice výpočtu DFT „butterfly“ algoritmem ve složkovém tvaru

Ve vnitřní smyčce je prováděn vlastní výpočet „butterfly“ algoritmu DFT pro každou sekci s_cnt etapy $stage$. Nadřazená smyčka toto zopakuje pro každý úhel twiddle faktoru, resp. pro každé posunutí g_cnt vůči začátku sekce $stage$. Nejvyšší smyčka $stage$ toto celé opakuje pro každou etapu výpočtu. Zároveň je v každé další etapě vzdálenost mezi vstupy „butterfly“ algoritmu $stage$ dvojnásobná a frekvence rotace úhlu twiddle faktoru $group$ poloviční.

V algoritmu výpočtu FFT jsou také zavedeny optimalizace pro minimalizaci času jednak tím, že je vypuštěno násobení při „butterfly“ výpočtu v případě, že je úhel twiddle faktoru je 0 nebo $\frac{\pi}{2}$, kdy hodnoty sinu a cosinu nabývají pouze hodnot 0, -1 a +1. Další významnou optimalizací je ukládání vstupních i výstupních dat ve formě 16 bit signed int. Rovněž všechny výpočty jsou prováděny jako celočíselné. To sice vede k snížení přesnosti výsledných hodnot, ale vzhledem k tomu, že výsledky FFT nejsou používány k analýze amplitudy jednotlivých harmonických složek, ale pouze k určení vlastní frekvence kmitání struny strunového tenzometru, nemá toto zjednodušení výpočtů negativní vliv na výslednou přesnost měření.

4.3.1. Určení maximální amplitudy ve frekvenčním spektru

Protože výstupem z rutiny výpočtu FFT jsou komplexní koeficienty Fourierova rozvoje uložené v XRAM jak pole $ReArray[]$ a $ImArray[]$, je nutné vypočítat amplitudové spektrum Fourierova rozvoje – tedy určit velikosti absolutní hodnoty komplexních koeficientů pro každý bod komplexního spektra. Toto výsledné amplitudové spektrum bude ukládáno zpět do první poloviny pole $ReArray[]$. V průběhu výpočtu absolutní hodnoty komplexních koeficientů bude rovněž vypočítaná hodnota porovnávána s předchozí maximální hodnotou – tedy bude průběžně hledáno maximum v amplitudovém spektru. Tyto výpočty se budou provádět v rutině $FFT_ampl()$, kterou jsem vyvinul. Tato rutina bude vracet jako návratovou hodnotu frekvenci frekvenčního peaku v amplitudovém spektru přepočtenou dle *Rovnice 19* na jednotku *Digit*, která je běžně používána u komerčně vyráběných jednotek.

$$|z| = \sqrt{Re^2 + Im^2}$$

Rovnice 17 – Absolutní hodnota komplexního čísla

```

416 while (stage <= NUM_FFT/2)
417 {
418     indexA = 0;
419     sin_index = 0;
420
421     for (g_cnt = 0; g_cnt < group; g_cnt++)
422     {
423         for (s_cnt = 0; s_cnt < stage; s_cnt++)
424         {
425             indexB = indexA + stage;
426
427             TempReA = ReArray[indexA];
428             TempReB = ReArray[indexB];
429             TempImA = ImArray[indexA];
430             TempImB = ImArray[indexB];
431
432             ...
433
434             SinVal = SinTable[sin_index];
435             CosVal = SinTable[(NUM_FFT/4) - sin_index];
436
437             ...
438
439             ReTwid.l = ((long)TempReB * CosVal) +
440                        ((long)TempImB * SinVal);
441             ImTwid.l = ((long)TempImB * CosVal) -
442                        ((long)TempReB * SinVal);
443
444             ...
445
446             // Calculate new value for ReArray[indexA]
447             TempReA2 = TempReA + ReTwid.l;
448
449             ...
450
451             // Calculate new value for ReArray[indexB]
452             TempReB2 = TempReA - ReTwid.l;
453
454             ...
455
456             // Calculate new value for ImArray[indexB]
457             TempImA = TempImA - ImTwid.l;
458
459             ...
460
461             // Calculate new value for ImArray[indexA]
462             TempImB = TempImA + ImTwid.l;
463
464             ...
465
466             ReArray[indexA] = TempReA2;
467             ReArray[indexB] = TempReB2;
468             ImArray[indexA] = TempImA;
469             ImArray[indexB] = TempImB;
470
471             indexA++;
472             sin_index += group;
473         } // END of stage FOR loop (s_cnt)
474
475         indexA = indexB + 1;
476         sin_index = 0;
477     } // END of group FOR loop (g_cnt)
478
479     group /= 2;
480     stage *= 2;
481 } // END of While loop

```

Obr. 24 – Algoritmus výpočtu FFT v MCU – Příloha VI [15]

4.4. Komunikační sběrnice

Jak již bylo pojednáno v úvodu této kapitoly, bude veškerá komunikace s okolím probíhat pouze po sběrnici RS485 dle komunikačního protokolu AIBus-2. Vlastní obsluha komunikace na sběrnici bude probíhat v rutinně přerušení. Tento přístup je nutný zejména kvůli dodržení maximální prodlevy odpovědi měřicí jednotky na výzvu.

Komunikační protokol AIBus-2 navržen s ohledem na jednoduchost a účelnost komunikace mezi měřicími jednotkami. Z pohledu ISO – OSI modelu se jedná o síť typu Master–Slave. Protokol AIBus-2 však umožňuje také základní komunikaci přímo mezi jednotkami. Topologie multimaster již však není v protokolu specifikována, i když z pohledu sběrnice je možná. Všechny povely a odpovědi mají pevnou délku 10 byte. Kontrola bezchybnosti přenosu se provádí pomocí 16 bitového CRC. Komunikační protokol AIBus-2 zaujímá v modelu ISO – OSI linkovou a částečně fyzickou vrstvu – protokol není zcela vázán na přenosové médium. Ostatní vrstvy nejsou protokolem definovány. [14]

4.4.1. Fyzická vrstva

Ve fyzické vrstvě modelu ISO – OSI jsou definovány fyzické vlastnosti přenosu – tedy přenosové médium, kódování, topologie. Standardně je přenosovým médiem AIBus-2 sběrnice RS485. Sběrnice RS485 využívá jednoho krouceného páru, ke kterému jsou připojena všechna zařízení. Sběrnice je buzena budiči s třístavovými diferenciálními výstupy Y a Z. Vstupy jsou také diferenciální a označují se A a B. Podle standardu RS485 je na sběrnici možné připojit až 32 vysílačů a přijímačů. Protože se jedná o obousměrný přenos dat, terminace vedení musí být provedena na obou koncích zpravidla odporem o velikosti 120Ω. Použití diferenciálního rozhraní je v průmyslu výhodná a nutná zejména kvůli odolnosti vůči indukovanému rušení a toleranci rozdílných zemních potenciálů u vysílačů a přijímačů připojených ke sběrnici.

V případě potřeby je ale možné implementovat protokol AIBus-2 prakticky na jakémkoliv asynchronní sériové rozhraní. Jako přenosové médium tedy lze v případě potřeby využít RS422, RS232, optické vlákna nebo i proudovou smyčku v duplexním zapojení. [14]

4.4.2. Linková vrstva protokolu

V linkové vrstvě modelu ISO – OSI jsou definovány způsoby přenášení zpráv v síti a jejich zabezpečení proti chybám a ztrátě informace. Z pohledu topologie je AIBus-2 sběrnici typu Master–Slave. Pro adresování jednotlivých zařízení se využívá 8 bitové adresy. V jedné síti tedy může být maximálně 254 jednotek. Adresy 0 a 255 jsou totiž vyhrazeny. Adresa 0 je využívána pro původní inicializaci jednotky. Pro využití této adresy se zpravidla musí sepnout konfigurační spínač, díky kterému přejde jednotka do předem definovaného stavu, kdy adresa modulu je 0 a komunikační rychlost 9600bd je pevně daná.

Veškerá nastavení uložená v paměti jsou ignorována. Adresa 255 je využívána pro předávání příkazů všem jednotkám současně – tedy pro ignorování adresy.

Přenos dat mezi jednotkami je realizován pomocí zpráv s konstantní délkou 10 byte. V *Tab. 1* a *Tab. 2* jsou zobrazeny struktury výzvy a odpovědi měřicích jednotek. Je patrné, že složení paketů je pevně dané a liší se pouze paket výzvy od paketu odpovědi pouze v jednom byte *status*, resp. *příkaz*, kde byte v odpovědi *status* slouží k přenosu důležitých informací o stavu adresované jednotky (chybové stavy, atp.) a byte příkaz slouží k provedení prioritních funkcí jednotky (zapnutí daného bloku, atp.).

ADR	FN	periferie	CMD	Data 3	Data 2	Data 1	Data 0	CRC16
1 byte	1 byte	1 byte	1 byte	4 byte				2 byte

Tab. 1 – Struktura paketu výzvy

ADR	FN	periferie	status	Data 3	Data 2	Data 1	Data 0	CRC16
1 byte	1 byte	1 byte	1 byte	4 byte				2 byte

Tab. 2 – Struktura paketu odpovědi

V protokolu AIBus-2 jsou definovány pouze dva základní číselné formáty – celočíselný a s plovoucí řádovou čárkou. V případě potřeby je povoleno pro jednotku definovat vlastní datový formát. Tato možnost, ale v praxi není příliš využívána. Celočíselný formát se využívá zpravidla pro přímé vstupní a výstupní hodnoty bez přepočtu. Formát s plovoucí řádovou čárkou se pak využívá zejména pro přepočtené fyzikální hodnoty z analogových periférií. Struktura celočíselného formátu a formátu s plovoucí řádovou čárkou je znázorněna v *Tab. 3* a *Tab. 4*.

Data 3	Data 2	Data 1	Data 0
bit31..bit24	bit23..bit16	bit15..bit8	bit7..bit0
Celočíselný údaj – (unsigned) long integer – $0 \dots 2^{32}-1$			

Tab. 3 – Struktura celočíselného formátu

Formát s plovoucí řádovou čárkou není ve standardně používaném tvaru dle normy IEEE 754. Rovnice 18 znázorňuje způsob výpočtu čísla s plovoucí řádovou čárkou. Znaménkové bity mantisy *SigMant* a exponentu *SigExpo* představují hodnotu -1, když je jejich hodnota rovna 1.

$$A = \mathbf{SigMant} \cdot mantisa \cdot 10^{\mathbf{SigExpo} \cdot exponent}$$

Rovnice 18 – Vztah pro výpočet čísla s plovoucí řádovou čárkou

Data 3		Data 2		Data 1	Data 0
bit31	bit30..bit24	bit23	bit22..bit16	bit15..bit8	bit7..bit0
SigExpo	7 bit exponent	SigMant	23 bitová mantisa – $0 \dots 2^{23}-1$		

Tab. 4 – Struktura formátu s plovoucí řádovou čárkou

Protože ve všech v ÚGN provozovaných distribuovaných systémech založených na AIBus-2 se používá pouze celočíselný formát, bude i ve vyvinutém prototypu použit pro přenos dat celočíselný formát. Protože frekvence i teplotu nelze v základních jednotkách přenášet jako celočíselnou hodnotu, byla pro přenos teploty senzoru hodnota v $^{\circ}\text{C} \cdot 10^{-3}$. Pro přenos frekvence odezvy strunového snímače byla zvolena jednotka *Digit*, která je používána u komerčně vyráběných jednotek, a jsou pro ni uzpůsobeny všechny kalibrační konstanty strunových čidel. Rovnice 19 udává vztah pro výpočet digitu, kde f_{vz} je vzorkovací frekvence, $\#bin$ je pořadové číslo vzorku ve frekvenčním spektru signálu, $FFTsize$ je počet bodů FFT. Jedinou proměnou v této rovnici je tedy pořadové číslo vzorku $\#bin$.

$$digit = \frac{f^2}{1000} = \frac{(f_{vz} \cdot \#bin)^2}{FFTsize^2 \cdot 1000}$$

Rovnice 19 – Vztah pro výpočet digitu

Pro přenos naměřených dat ze strunových snímačů bude použita funkce fn0, tedy čtení externí periferie s přímým přístupem (dle standardů AIBus-2). Pro čtení hodnoty frekvence odezvy jednotlivých strunových snímačů, respektive hodnoty digitů, budou použity čísla periférií ED0 .. ED3 (analogový kanál 0 .. 3). Pro hodnoty teploty jednotlivých strunových snímačů budou použity čísla periférií ED8 .. ED11 (analogový kanál 8 .. 11). [14]

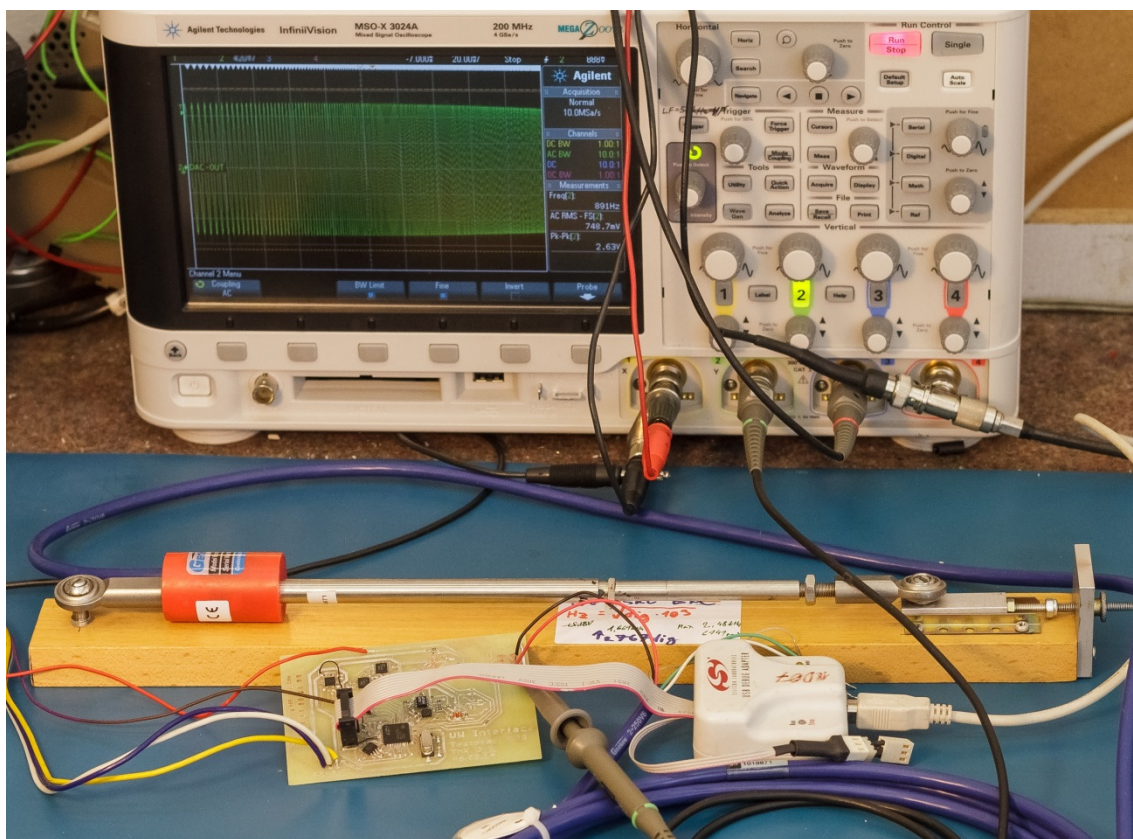
<i>Výzva</i>	ADR	FN=0	periferie	CMD	0	0	0	0	CRC16
<i>Odpověď</i>	ADR	FN=0	periferie	status	D3	D2	D1	D0	CRC16

Tab. 5 – Struktura paketu odpovědi

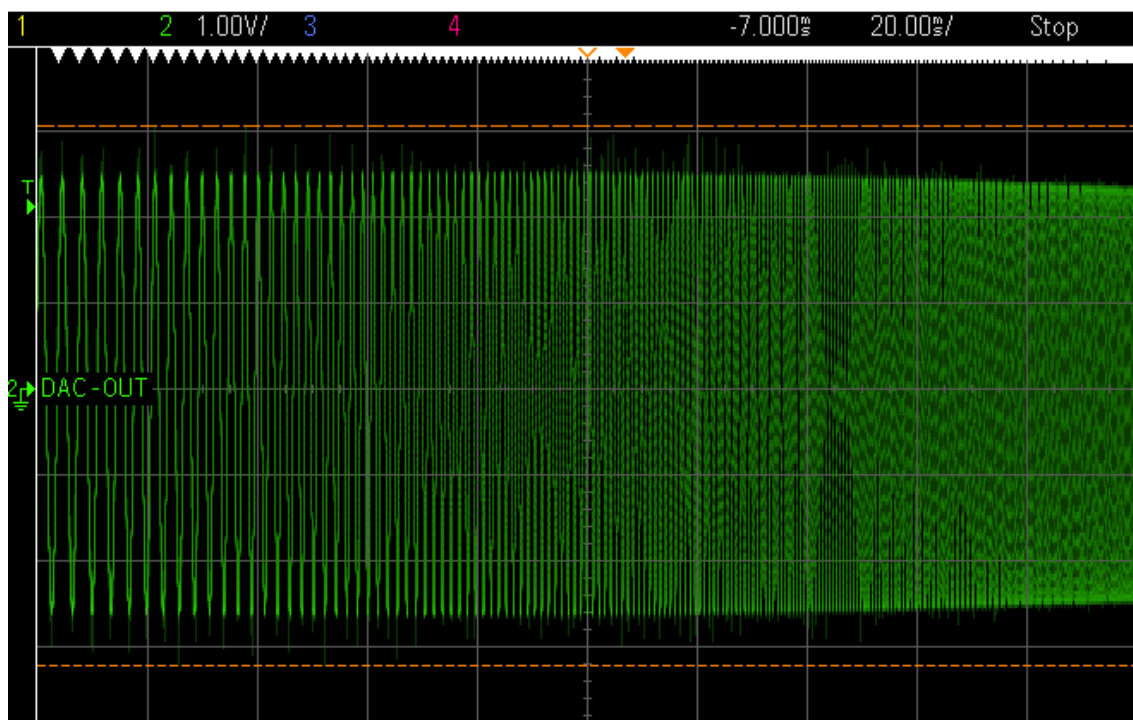
5. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Cílem práce je technická realizace obvodového řešení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy. Schéma obvodového řešení je uvedeno v *Příloze I*. Návrh desky finálního plošného spoje je v *Příloze II*. Protože technická realizace celého zapojení je komplikovaná a především finančně náročná, byly základní funkční celky realizovány na zjednodušené testovací desce uvedené v *Příloze IV*. Napájecí a komunikační obvody jsou rutinním řešením, a proto nebyly na testovací desku implementovány. Schéma příslušející k této testovací desce je v *Příloze III*. Na této testovací desce byly vyzkoušeny jednak vstupní obvody zpracování odezvy strunového snímače, a jednak programové rutiny generování sweep signálu a sběr vzorků pro FFT.

V tomto návrhu je implementován pouze jeden vstupní konektor, jak je patrné ze schématu (*Příloha III*) a návrhu desky plošného spoje (*Příloha IV*). Na *Obr. 25* je dokumentační fotografie pracoviště v průběhu ověřování správné funkce jednotlivých funkčních bloků – konkrétně tedy při ověřování funkčnosti generování budicího signálu.

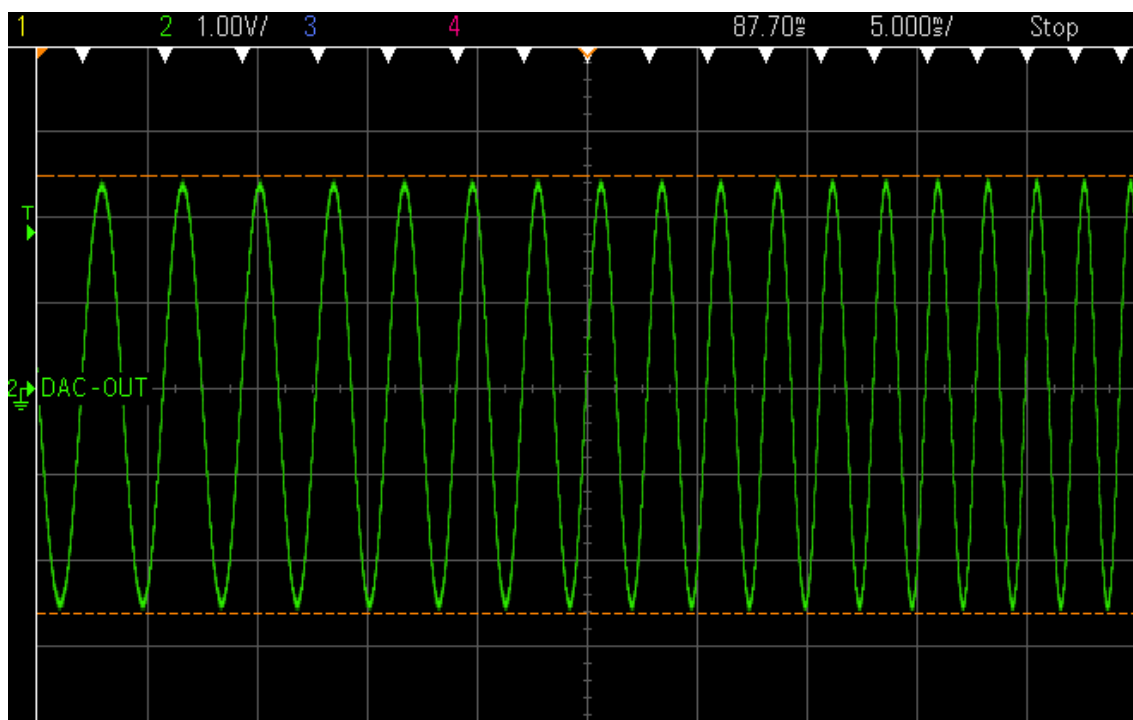


Obr. 25 – Dokumentační fotografie pracoviště při měření funkčních bloků



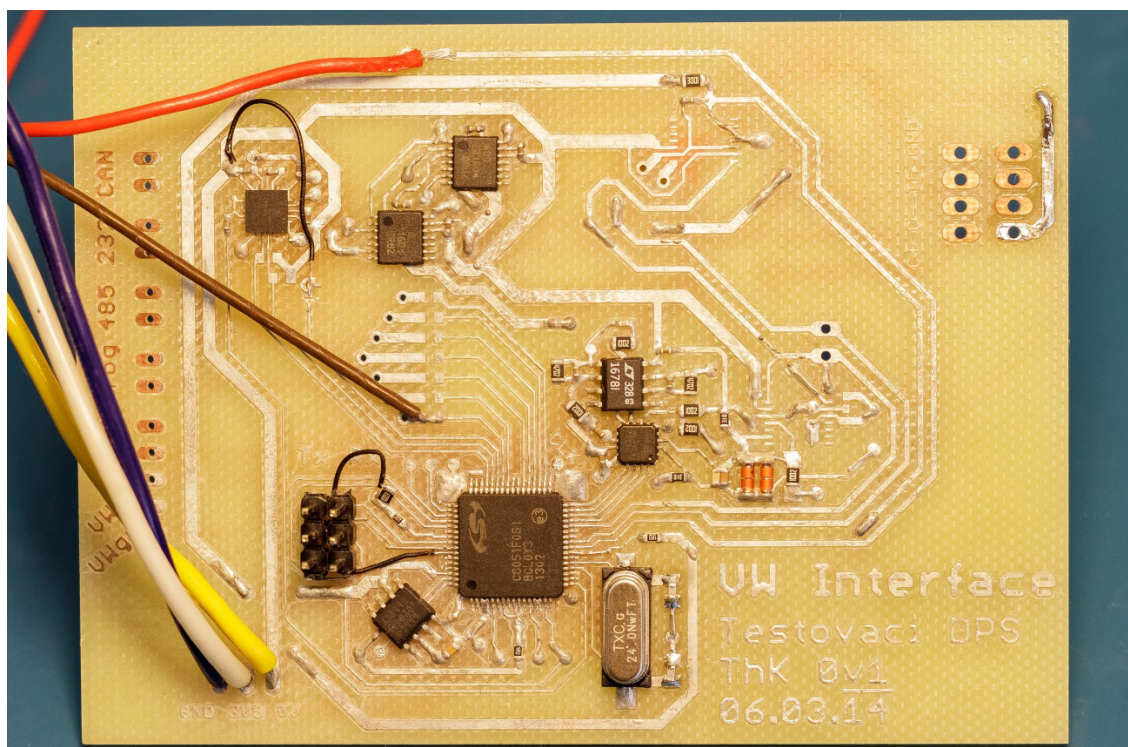
Obr. 26 – Průběh budicího signálu cívky strunového tenzometru (měřeno diferencially mezi body TP2-1 a TP2-2 testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v *Příloze III*)
ver: 1V/div, hor: 20ms/div

Průběh budicího signálu, tedy napětí sinusového průběhu s exponenciálně se měnící frekvencí od 250Hz do 6kHz, se shoduje požadovanými parametry. Budicí signál je generován pomocí DAC (viz *Obr. 16*), který je připojen k integrovanému výkonovému budiči IC90 ve finálním zapojení (*Příloha I*), respektive IC2 v testovacím zapojení (*Příloha III*). V mnou navrženém řešení je použit výkonový budič firmy TexasInstruments typu TPA6130A2. Parametry tohoto budiče jsou dostačující i pro finální řešení navrhovaného rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy. Výstup toho budiče je veden přes výstupní multiplexor MUX91 a MUX92, respektive MUX2 a MUX3 v testovacím zapojení, veden na svorky (označené -1 a -2) konektorů VW10, VW20, VW30 a VW40 pro připojení strunových snímačů.



Obr. 27– Detail průběhu budicího signálu cívky strunového tenzometru (měřeno diferencially mezi body TP2-1 a TP2-2 testovací desky, jejíž schéma je uvedeno v Příloze III)
ver: 1V/div, hor: 5ms/div

Amplituda signálu je dle požadavků $5V_{pk-pk}$, ke konci doby buzení je patrný malý pokles výstupní amplitudy (viz Obr. 26). Tento pokles je způsoben tím, že ke konci buzení, tedy při vyšších kmitočtech budicího signálu, je v každé půlperiodě budicího signálu méně vzorků (při 6kHz je v půlperiodě 8 vzorků), a proto nemohou být ve vzorkovacím okamžiku DA převodníku odesílány na výstup hodnoty maximální amplitudy sinusového sweep signálu, ale pouze hodnoty z okolí maximální amplitudy. Tento pokles amplitudy nemá na správné vybuzení strunového snímače negativní vliv. Při detailním pohledu na průběh budicího signálu (viz Obr. 27) je patrné, že na výstupu jsou viditelné kvantizační kroky DA převodníku DAC. Toto kvantizační zkreslení sinusového průběhu je však eliminováno vlastní indukčností cívky strunového snímače, která bývá zpravidla desítky mH.



Obr. 28 – Fotografie testovací DPS rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy

Na vstupech pro cívku strunového snímače i NTC termistoru pro měření teploty jsou implementovány transientní ochrany složené z obousměrných transilů D11-D14, respektive D21-D24, D31-D34, D41-D44 pro ostatní vstupy strunových snímačů, a GDT pro jištění přepětí s velkou energií GDT11 a GDT12, respektive GDT21 a GDT22, GDT31 a GDT32, GDT41 a GDT42 pro ostatní vstupy strunových snímačů.

Ze vstupních svorek -1 a -2 konektorů pro připojení strunových snímačů VW10, VW20, VW30 a VW40 je signál přes omezovací obvod tvořený vstupními rezistory R11 a R12, respektive R21 a R22, R31 a R32, R41 a R42 pro ostatní vstupy strunových snímačů, a antiparalelně zapojenými Schottkyho diodami D51 a D52, které omezují amplitudu vstupního signálu do obvodů pro zpracování odezvy strunového snímače na $\pm 200\text{mV}_{\text{PK-PK}}$. Pro eliminaci vysokofrekvenčního rušení je k omezovacím diodám připojen paralelně kondenzátor C53, který společně s odporem kabelu a odporem cívky strunového tenzometru tvoří dolní propust prvního řádu, tedy dolní propust s útlumem 20dB/dekádu s mezní frekvencí cca 6 060 Hz. Tento vstupní signál odezvy strunového snímače je z kondenzátoru C53 přiveden na vstup přístrojového zesilovače s digitálně nastavitelným ziskem OA50, který zároveň slouží jako generátor virtuální země $V_{\text{Ref}}/2$. Za vstupním přístrojovým zesilovačem následuje dvoustupňová aktivní pásmová propust, jejíž první stupeň je tvořen OA51A, R55, R56, C54 a C56 a její druhý stupeň je tvořen OA51B, R57, R58, C56 a C57. Dolní mezní kmitočet pásmové propusti je 346 Hz. Horní mezní kmitočet pásmové propusti

je 5 980 Hz. Zároveň se v každém stupni pásmové propusti zesiluje signál asi o 10dB, tedy přibližně třikrát. Takto upravený a zesílený signál je veden na vstup AD převodníku ADC0 (viz *Obr. 16*).

Jak již bylo dříve popsáno, je změna napětí odporového děliče tvořeného termistorem integrovaným v strunovém snímači a odporem R61 v závislosti na teplotě dostatečně velká, aby mohla být přímo přivedena na vstup AD převodníku ADC1 (viz *Obr. 16*). Maximální změna výstupního napětí odporového děliče při změně teploty o 1°C je právě mezi 5°C a 35°C, tedy rozsahu teplot, který je při měřeních nejčastější. Ze vstupních svorek -3 a -4 konektorů pro připojení strunových snímačů VW10, VW20, VW30 a VW40 je signál z termistoru veden přes multiplexor MUX60 ke kompletačnímu odporu odporového děliče R61. K termistoru, který je aktuálně připojen přes multiplexor, je paralelně připojen filtrační kondenzátor. Mezní kmitočet této dolnofrekvenční propusti je nastavena na 106 Hz při 25°C. Mezní kmitočet dolnofrekvenční propusti je značně závislý na měřené teplotě, respektive impedanci napěťového zdroje, která je tvořena paralelní kombinací termistoru a kompletačního rezistoru v odporovém děliči. Při měřené teplotě 0°C je hodnota mezního kmitočtu 69 Hz, při měřené teplotě 45°C je hodnota mezního kmitočtu 175 Hz. Z hlediska měření teploty však tyto změny mezního kmitočtu dolnofrekvenční propusti nejsou podstatné a není proto nutné hledat alternativní způsoby realizace dolnofrekvenční propusti.

Pro komunikaci přes sběrnice a rozhraní jsou v zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy implementovány budiče sběrnice CANbus, RS422 nebo RS485 a rozhraní RS232. Sběrnice CANbus je k měřicí jednotce připojována přes konektor X500, sběrnice RS422 nebo RS485 přes konektor X400 a rozhraní RS232 přes konektor X300. Všechny tyto integrované obvody jsou zapojeny dle doporučení výrobcem. Všechny tyto budiče mají integrované izolační prvky, takže není potřebné do signálové cesty zařazovat optočleny nebo jiné izolační prvky. Každý z těchto integrovaných obvodů má také implementován zdroj pro napájení izolované strany budiče, tedy strany sběrnice.

Funkční blok budiče sběrnice CANbus tvoří integrovaný obvod IC500 typu ADM3053 s blokovacími kondenzátory na TTL straně C501 – C504 a blokovacími kondenzátory C505 – C508 na straně sběrnice. Zapínání napájení budiče se provádí unipolárním tranzistorem Q501 s pull-up rezistorem R501. Rezistorem R502 (Slope resistor) je možné určit strmost hran výstupního signálu, a tím adaptovat výstupní signál potřebám sběrnice. Pokud by byla tato měřicí jednotka zařazena jako poslední, je nutné paralelně ke komunikačnímu páru *CAN_H* a *CAN_L* připojit terminační rezistor. Pro tuto potřebu je do návrhu implementován terminační rezistor R503 a spínač S501. Transientní ochrana vstupu budiče je zajištěna transily D501 – D503 a GDT501.

Funkční blok budiče sběrnice RS422 a RS485 tvoří integrovaný obvod IC300 typu MAX3535E s blokovacími kondenzátory na TTL straně C301 – C302. Napájení na straně sběrnice zajišťuje oddělovací transformátor TR301 s usměrňovačem tvořeným Schottkyho

diodou D310 a blokovacími kondenzátory C503 – C504. Zapínání napájení budiče se provádí unipolárním tranzistorem Q301 s pull-up rezistorem R301. Pomocí pájecí jumperu SJ301 je možné provést limitaci rychlosti přeběhu výstupu budiče sběrnice tak, že je maximální přenosová rychlost omezena na 400kbps. Volba typu sběrnice RS422 a RS485 se provádí pomocí spínače S301. Transientní ochrana vstupu budiče je zajištěna transily D301 – D303 a GDT301 – GDT302.

Funkční blok budiče rozhraní RS232 tvoří integrovaný obvod IC400 typu ADM3251E s blokovacími kondenzátory na TTL straně C401 – C402. Napájení na straně sběrnice zajišťuje integrovaný napěťový násobič a invertor společně s kondenzátory C403 – C407. Zapínání napájení budiče se provádí unipolárním tranzistorem Q401 s pull-up rezistorem R401. Transientní ochrana vstupu budiče je zajištěna transily D401 – D402 a GDT401.

Bezdrátové rozhraní Bluetooth[®] je tvořeno komunikačním modulem BT200 od firmy Roving Networks typu RN-42, blokovacími kondenzátory C201 – C202, spínačem pro nastavování funkce tohoto modulu S201 s pull-up rezistory R205- R207. Indikace stavu modulu je prováděna pomocí LED201 – LED203 s omezovacími rezistory R201 – R203.

Celé zařízení je řízeno pomocí jednočipového mikropočítače firmy SiLabs typu C8051F060. Protože má tento mikropočítač paměť RAM o velikosti pouze 4kB, byla do finálního návrhu implementována externí paměť RAM IC102 typu CY7C1019DV33 o velikosti 128kB, takže je možné do firmware implementovat rutinu FFT s bází o velikosti až 32 768.

Spínačem S101 je možné jednotku uvést do programovacího módu – tedy do stavu, kdy je v jednotce možné nastavovat parametry měření a parametry komunikace. Při sepnutí tohoto spínače se také uvede komunikační modu BT do předem definovaného stavu a parametry nastavené v jeho konfigurační paměti jsou ignorovány.

Referenční napětí pro ADC0, ADC1, DAC a obvody úpravy signálu odezva strunového snímače je bráno ze zdroje referenčního napětí IC101 s blokovacími kondenzátory C101 – C102.

LED diody LED101 – LED106 s omezovacími rezistory R101 – R107 slouží pro indikaci aktuálního stavu rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy. Aby mohlo být monitorováno okolní prostředí působící na rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy, bylo do návrhu implementováno čidlo vlhkosti a teploty. Informace o stavu okolní prostředí mohou být odesílány po sběrnici anebo může být informace o překročení mezní hodnoty např. vlhkosti ve stavovém byte, který je v případě sběrnice AIBus-2 odesílán v každé zprávě. Je tedy možné včas reagovat na tuto situaci a předejít tak nákladným opravám měřicí jednotky či části DMS.

Napájení celé měřicí jednotky rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy zajišťují dva izolované DC-DC konvertory DC150 a DC151 s výstupním napětím

3,3V a 5V. Transientní ochrana vstupu těchto měničů je zajištěna transilem D151 a GDT151. Filtraci napájecího napětí pro mikropočítač zajišťují sériové rezistory R111 – R113 s blokovacími kondenzátory C105-C113.

Jak je uvedeno výše, obvodové řešení nebylo hned realizováno jako kompletní celek, ale nejdříve byly navržena a odzkoušeny pouze vybrané funkční bloky. Testovací deska plošného spoje pro ověření funkčních bloků je dokumentována na *Obr. 28*, její obvodové schéma je uvedeno v *Příloze III* a výkres DPS je v *Příloze IV*. Na této testovací desce byly ověřeny hardwarové funkční bloky: obvody pro zpracování odezvy strunového snímače, obvody pro měření teploty a také firmwarové rutiny pro generování budicího signálu a sběru vzorků pro FFT.

Pro tuto technickou realizaci rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy jsem vyvinul programové vybavení pro generování budicího signálu, sběr vzorků pro FFT, rutinu pro výpočet amplitudového spektra, rutinu komunikace přes sběrnici AIBus-2, rutinu nastavování vstupního kanálu a rutinu nastavování zesílení vstupního přístrojového zesilovače. Celý program je napsán v programovacím jazyce ANSI C, kterým je naprogramován procesor UP101. Zdrojové kódy programu a zkompileovaný program je na CD v *Příloze V*.

Rutinu generování budicího signálu jsem navrhl a je detailně popsána v kapitole 4.2. Pro rutinu sběru vzorků pro FFT jsem vycházel z běžně používaných principů práce s integrovanými AD převodníky. Ve smyčce se postupně provádí v přesně definovaných okamžicích (vzorky jsou sbírány v době přetečení nezávisle běžícího časovače) sběr 1024 vzorků potřebných pro výpočet FFT. Rutina pro výpočet FFT je převzata z [15]. Výstupem této rutiny je komplexní spektrum, které je nutné přepočítat na amplitudové, jak je popsáno v kapitole 4.3.1. Pro výpočet amplitudového spektra jsem naprogramoval rutinu *FFT_ampl()*, která jednak provádí výpočet jednotlivých amplitud frekvenčního spektra a jednak vrací jako návratovou hodnotu frekvenci frekvenčního peaku v amplitudovém spektru přepočtenou dle *Rovnice 19* na jednotku *Digit*, která je běžně používána u komerčně vyráběných jednotek. O komunikaci přes AIBus-2 se starají mnou navržené rutiny *AIBus_fn()*, *AIBus_ERR()*, *UART0_ISR()*, které jsou v souboru obsluhy UART koprocessoru *UART.c*. Rutina nastavování vstupního kanálu je v mnou navržené rutině *CHset()*. Rutina nastavování zesílení vstupního přístrojového zesilovače je v mnou navržené rutině *GAINset()*. Jednotlivé firmwarové rutiny byly odzkoušeny na testovacím zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy.

Finální deska plošného spoje, která je navržena pro umístění do krabičky CamdenBoss CNMB/9, je konstruována jako čtyřvrstvá. Vrchní vrstva je využita pro digitální obvody a první vnitřní vrstva je použita jako digitální zemnicí plocha. Druhá vnitřní vrstva zajišťuje zejména napájecí a částečně i signálové propojení. Spodní vrstva je využita pro analogové obvody. Vzhledem k složitosti a počtu vrstev desky, musela být její výroba zadána do

specializované firmy. Výkres DPS je v *Příloze II*. Schéma finálního zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy je v *Příloze I*.

6. ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce jsem se zabýval návrhem řešení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy. Téma této diplomové práce vychází z požadavků řešení aktuálního výzkumného programu Ústavu geoniky AV ČR, v.v.i.

Provedl jsem rešerši principů průmyslově používaných čidel pro měření posunu a rešerši principů měření komerčně vyráběných měřicích jednotek pro strunové snímače. V rešerši jsem se zaměřil na funkci uvedených senzorů a podrobně jsem rozebral princip funkce a způsobů měření strunovými snímači.

Vlastní práce spočívala v návrhu konstrukce měřicí jednotky, to je rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy použitelné v prostředí se silným elektromagnetickým rušením. Bylo navrženo finální řešení jednotky rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy, které je prezentováno v *Přílohách I a II*. Jednotlivé funkční celky byly odzkoušeny na testovacím zapojení a bylo prokázáno, že jsou plně funkční. Součástí konstrukce je také mnou vyvinuté programové vybavení měřicí jednotky. Základní princip zpracování odezvy strunového snímače je využití rychlé Fourierovy transformace a vyhledání maxima v amplitudovém frekvenčním spektru signálu odezvy strunového snímače. Získané parametry vyvíjeného zařízení je dokladováno obrázky, které byly získány měřením na testovacím zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy.

Pro nasazení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy do reálného provozu, je nutné nechat vyrobít čtyřvrstvý plošný spoj podle finálního návrhu v *Příloze II*. Tento typ plošného spoje není možné vyrobít v podmínkách ÚGN. Rovněž by bylo pro reálné nasazení vhodné zvýšit přesnost měření frekvence, a to zvětšením báze FFT (s využitím rozšířené externí RAM paměti).

Implementace ostatních komunikačních protokolů a ovládání ostatních sběrnic je rutinní záležitostí a není předmětem této diplomové práce.

LITERATURA

- [1] Rozsypal, A. Kontrolní sledování a rizika v geotechnice. Bratislava: Jaga group, v.o.s., 2011. 198 stran. ISBN 80–88905–44–3
- [2] Kotzian, J., *Senzory a měření*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita. Skripta. VŠB – Technická univerzita Ostrava.
- [3] LVDT How it Works. *RDP Electronics Ltd.* [online]. [cit. 2013]. Dostupné z: <http://www.rdpe.com/us/hiw-lvdt.htm>
- [4] Jak pracují LVDT snímače pro měření pohybu či detekci přiblížení. VOJÁČEK, Antonín. HW SERVER S.R.O. *Automatizace HW.cz* [online]. 2011 [cit. 2013-07-12]. Dostupné z: <http://automatizace.hw.cz/jak-pracuji-lvdt-snimace-pro-mereni-pohybu-ci-detekci-priblizeni>
- [5] GEOKON, Inc. *Geokon, Inc. - Geotechnical Instrumentation* [online]. [cit. 2013-07-13]. Dostupné z: <http://www.geokon.com/>
- [6] HOSPODKA, Jiří. *Problémy snímání vlastních kmitů strunových tenzometrických snímačů a jejich řešení*. 2007. Habilitační přednáška. ČVUT v Praze.
- [7] Petřík M., Kratochvíl J., Záruba-Pfefferman J.: *Rozvoj strunové a polovodičové tensometrie pro aplikaci ve stavebnictví*, ČVUT Stavební ústav, Praha 1975
- [8] Doc. Ing. Miloš VLK, CSc. et al. *Experimentální mechanika* [online]. Brno, 2003 [cit. 2013-08-24]. 147 s. Dostupné z: http://www.umt-old.fme.vutbr.cz/_studium/_opory/Experimentalni_mechanika.pdf. Skripta. VUT v Brně.
- [9] KOZIOREK, Jiří. *Distribuované systémy řízení*. Vyd. 1. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2011. ISBN 978-80-248-2599-1. Skripta. VŠB – Technická univerzita Ostrava.
- [10] MAHALIK N. P.: *Fieldbus Technology - Industrial Network Standards for Real-Time Distributed Control*, Springer Verlag, 2003. ISBN 3540401830.
- [11] BRIESTENSKÝ, Miloš et al. *Acta geodynamica et geomaterialia: ACTIVE TECTONIC FAULT MICRODISPLACEMENT ANALYSES: A COMPARISON OF RESULTS FROM SURFACE AND UNDERGROUND MONITORING IN WESTERN SLOVAKIA*. Prague, 2010, roč. 7, č. 4. ISSN 1214-9705.
- [12] PETROŠ, V., *Geomechanický monitoring*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2002. Skripta. VŠB – Technická univerzita Ostrava.
- [13] Supporting measures for urban tunnelling. *8th International Symposium on Field Measurements in GeoMechanics Berlin, September 12-16, 2011* [online]. 2011. Dostupné z: <http://www.getec-ac.de/download/en/pdf/GT11-28E.pdf>
- [14] TEDIA® spol. s r. o., *AIBus2 – specifikace komunikačního protokolu* [online]. [cit. 2014-04-08] Dostupné z: <http://www.tedia.cz/download/files/aibus2.pdf>
- [15] 8-bit Microcontroller Application Notes. *Silicon Laboratories Inc.* [online]. 2014 [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.silabs.com/products/mcu/Pages/ApplicationNotes.aspx>

[16] CAMPBELL SCIENTIFIC, Inc. *Vibrating wire sensor using spectral analysis*
[patent]. US7779690. Uděleno 24. srpen 2010. Dostupné z:
<http://google.co.uk/patents/US7779690>

PŘÍLOHY

- I. Schéma finálního zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy (3 listy, formát A3)
- II. Výkres DPS finálního zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy (7 listů, formát A4)
- III. Schéma testovacího zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy (2 listy, formát A3)
- IV. Výkres DPS testovacího zapojení rozhraní strunových čidel pro distribuované měřicí systémy (5 listů, formát A4)

PŘÍLOHY NA CD

- V. Zdrojové kódy programu pro MCU
- VI. Zdrojový kód MCU původní vzorové rutiny pro výpočet FFT převzaté z [15]